Revista "Miniwatt"

RADIO

AUDIO

TELEVISIÓN

INDUSTRIA

EN ESTE NÚMERO:

- Emisor transistorizado
- Células de sulfuro de cadmio
- Transceptor para 27 Mc/s
- Técnicas planar y epitaxial
- Índice del volumen 2

15 ptas.

Vol. 2, Núm. 6

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.

Balmes, 22 - BARCELONA - 7

NOVIEMBRE 1963

Vol. 2, Núm. 6

- Emisor transistorizado de 4 W para 8,315 Mc/s . . . 3
- Células de sulfuro de cadmio (SCd) . . . 15
- Transceptor para la banda de 27 Mc/s . . . 25
- Las técnicas planar y epitaxial en la fabricación de transistores . . . 27
- Índice del volumen 2. . . . 32

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Torres Amat, 9 — Barcelona

EMISOR TRANSISTORIZADO

DE 4 VATIOS PARA 8,315 Mc/s

Se describe un transmisor de 4 W de bajo consumo para funcionar en la región de 8,3 Mc/s. Su diseño se basa sobre los parámetros y del transistor AUY 10. Para trabajar a la frecuencia internacional de emergencia de 8,364 Mc/s, puede utilizarse una etapa osciladora controlada por cristal.

Puede ser sustituida por un oscilador base común con realimentación para utilización general telegráfica. El procedimiento diseñado es igualmente adecuado para transmisores transistorizados que funcionan a otras frecuencias entre 2 y 10 Mc/s y a potencias elevadas.

Introducción

El transistor AUY 10 es de germanio de aleación difusa con una tensión y corriente máximas de 60 *V* y 700 *mA*, respectivamente. El valor típico de f_1 es de 120 *Mc/s* (a 300 *mA*), gracias a lo cual este transistor es adecuado para amplificadores de radiofrecuencia de potencia media y puede ser utilizado en un transmisor de baja tensión y poco consumo que trabaje a una frecuencia próxima a la de la «International Marine Distress» de 8,364 *Mc/s*. Se necesitan etapas clase *B* o clase *C* para dar al funcionamiento del circuito el rendimiento requerido, con una tensión de alimentación de 12 *V* o 24 *V*.

La potencia de salida necesaria para este circuito depende en gran parte del consumo permisible de la batería. En el presente ejemplo se toma un valor de diseño de 4 *W*, valor aceptado para aplicaciones de emergencia. El rendimiento del transistor AUY 10 disminuye notablemente para mayores potencias.

Diseño

La salida que se exige de este transmisor es de 4 *W* en una antena de 50 Ω a la frecuencia de 8,315 *Mc/s*.

Un circuito adecuado consta de una etapa osciladora y un amplificador separador (ambas etapas en clase *A* para señales débiles) que excita a un amplificador excitador y una etapa de salida en contrafase (ambas trabajan en clase *B*). Se emplean transistores OC 170 en las etapas de señal débil y transistores AUY 10 en el excitador y etapas de salida.

Se ha elegido el funcionamiento en clase *B* de preferencia sobre la clase *C*, ya que la mejora teórica en rendimiento de la clase *C* no ha sido confirmada en la práctica. La diferencia puede ser atribuida al fenómeno de almacenaje de huecos observado en este transistor, lo que da lugar a un aumento del ángulo de conducción.

Puede aplicarse modulación clase A_1 en la etapa excitadora o clase A_2 en las etapas excitadora y separadora. Puede emplearse modulación de bajo nivel, mientras no se requiera modulación de palabra.

Se diseña primero la etapa de salida en contrafase, teniendo en cuenta la potencia de salida de radiofrecuencia y la tensión de alimentación. Se utiliza una tensión de alimentación de 24 *V* a causa de la elevada tensión eficaz de codo del AUY 10. Estas condiciones determinan la carga que debe ser aplicada a los colectores de los transistores. Se utilizan parámetros *y* de señal débil

para calcular la admitancia de entrada y ganancia de potencia de la etapa de salida. El empleo de parámetros de señal débil puede ser justificado si éstos no varían de manera apreciable con la corriente y tensión de colector.

La etapa excitadora se diseña de modo similar, determinando de esta forma el punto de funcionamiento de la etapa separadora y la potencia necesaria del oscilador.

Se consideran dos circuitos osciladores: por una parte, un circuito estabilizado por cristal para la aplicación de emergencia; por otra, un circuito de realimentación para las aplicaciones de carácter general.

No se emplea multiplicación de frecuencia en el transmisor.

Etapa de salida en contrafase

En la figura 1 se muestra un circuito de salida típico. Consta de una etapa convencional en contrafase clase *B* con los transistores en conexión de emisor común. Sin embargo, como el colector del AUY 10 está conectado directamente a la cápsula, el transistor se fija directamente sobre un radiador (sin aislamiento) para asegurar una buena transferencia térmica. Se considera preferible tener este radiador al potencial de masa. La carga se transfiere de este modo al positivo de la alimentación de alta tensión, lo que requiere un transformador de entrada para esta etapa con los devanados del secundario aislados.

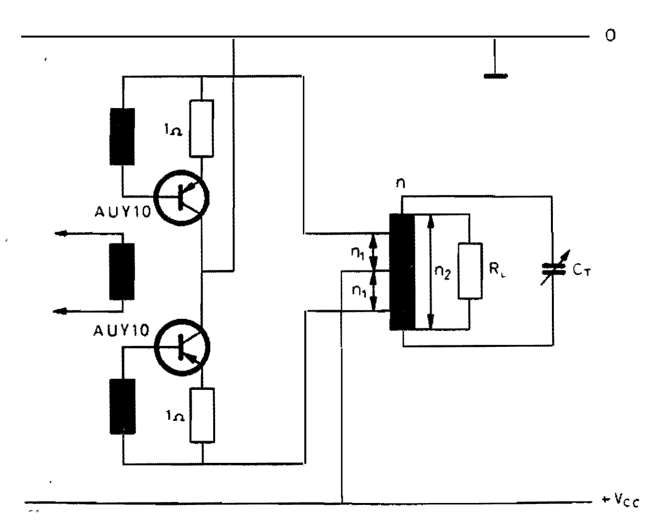


Fig. 1. Etapa de salida

Se emplea un resistor de emisor sin desacoplar para reducir el efecto de las tolerancias del transistor y para reducir al mínimo los efectos de las corrientes de almacenaje de huecos. No se aplica ninguna polarización para eliminar la distorsión cruzada, ya que el circuito de salida está sintonizado.

La potencia de salida es de 4 *W*. El rendimiento del circuito de salida (adaptación de antena) depende de los valores de Q sin carga y en trabajo (respectivamente Q_0 y Q_w) en este circuito.

La eficacia (η) del circuito está dada por:

$$\eta = \left(1 - \frac{Q_w}{Q_0}\right)^2. \tag{1}$$

Puede construirse una bobina de núcleo de aire con una Q_0 de 200, y Q_w de 10 que constituye un razonable compromiso entre la supresión de armónicos y la transferencia de potencia. De esta forma

$$\eta = \left(1 - \frac{10}{200}\right)^2 = 0{,}9.$$

Por consiguiente, la potencia necesaria para los transistores de salida es de 4,4 *W*. Teniendo en cuenta la tensión de codo del AUY 10, debemos suponer con una tensión de alimentación de 24 *V*, una excursión de la tensión de pico del colector (V_{cm}) aproximadamente igual a 20 V.

La potencia de salida de una etapa en contrafase, clase *B*, viene dada por

$$P_{sal} = \frac{V_{cm} I_{cm}}{2}. \tag{2}$$

La excursión de la corriente de pico del colector es, por tanto,

$$I_{cm} = \frac{2 \times 4{,}4}{20} A = 440 mA.$$

El consumo medio de la batería atribuible a la etapa de salida es, por esta razón

$$I_{med} = \frac{2}{\pi} I_{cm} = 280 mA.$$

Para la potencia de salida necesaria, la carga de antena (R_L) debe ser reflejada a los colectores de los transistores de salida como una resistencia R_L' dada por

$$R_L' = \frac{V_{cm}}{I_{cm}} = 46\Omega.$$

Se introduce poco error si el transformador de salida se construye nominalmente de 1 : 1 para una carga de 50 Ω.

Parámetros

El diseño y rendimiento de la etapa de salida depende de los parámetros del transistor. A 8 Mc/s, el circuito equivalente con parámetros y es el más apropiado. En realidad, deberían emplearse parámetros y de señal grande; pero debido a las dificultades de medición, se han empleado los valores para señal débil a condición nominal de funcionamiento ($I_c = 220\ mA$, $V_{CE} = -12\ V$), que aproximadamente corresponde a un punto instantáneo $I_c = \frac{1}{2}\ I_{cm}$, $V_{CE} = \frac{1}{2}\ V_{cm}$. Esta elección de las condiciones de funcionamiento está justificada si los parámetros y no varían rápidamente con I_c y V_{CE}.

Los valores medidos de los parámetros y para el transistor AUY 10 en conexión de emisor común a 8 Mc/s, son:

$y_{ie} = 50 + 19j\ mmho$ $\quad y_{oe} = 10 + 6j\ mmho$
$y_{fe} = 100 - 325j\ mmho$ $\quad y_{re} = -0{,}4 - 3j\ mmho$

Modificación de los parámetros **y** *del transistor mediante resistores de emisor*

Puede demostrarse que la inserción de una carga en el circuito emisor modifica el valor eficaz de los parámetros del transistor. Los parámetros del circuito (esto es, incluido el resistor de emisor) han sido calculados, pues, a partir de los parámetros y del transistor y del valor de la resistencia del emisor.

Los parámetros del circuito son

$$Y_{ie} = \frac{y_{ie}\,Y_e - \Delta y}{\Sigma y} \qquad (3)$$

$$Y_{fe} = \frac{y_{fe}\,Y_e + \Delta y}{\Sigma y} \qquad (4)$$

$$Y_{oe} = \frac{y_{oe}\,Y_e - \Delta y}{\Sigma y} \qquad (5)$$

$$Y_{re} = \frac{y_{re}\,Y_e + \Delta y}{\Sigma y} \qquad (6)$$

donde

Y_e = admitancia externa del circuito emisor

$\Delta y = y_{fe}\,y_{re} - y_{oe}\,y_{ie}$
$\Sigma y = y_{ie} + y_{oe} + y_{fe} + y_{re} + Y_e.$

En el Apéndice se da el cálculo de los parámetros Y. Con los valores de los parámetros y ya dados y haciendo Y_e igual a 1.000 $mmho$ (resistor del emisor = 1 Ω), los parámetros Y modificados valdrán:

$Y_{ie} = 37 + 27j\ mmho$ $\quad Y_{oe} = 7 + 8j\ mmho$
$Y_{fe} = 150 - 244j\ mmho$ $\quad Y_{re} = -0{,}7 - 3{,}3j\ mmho$

Cálculo de la admitancia de entrada

La admitancia de entrada Y_E, de un amplificador que funciona con una admitancia de carga Y_L, viene dada por

$$Y_E = Y_{ie} - \frac{Y_{fe}\,Y_{re}}{Y_{oe} + Y_L}. \qquad (7)$$

Para un transistor utilizado a una frecuencia por debajo de la de corte puede suponerse, si el transistor está excitado con una admitancia finita de generador, que la admitancia de salida es

$$Y_{SAL} \simeq Y_{oe}. \qquad (8)$$

Además, para un amplificador sintonizado

$$B_L = -B_{SAL} \qquad (9)$$

siendo B_L y B_{SAL} los componentes de la susceptancia de Y_L e Y_S.

Por tanto

$$B_L \simeq -B_{oe} \qquad (10)$$

$$G_{oe} + G_L \gg B_{oe} + B_L. \qquad (11)$$

$$Y_E \simeq Y_{ie} - \frac{Y_{fe}\,Y_{re}}{G_{oe} + G_L} \qquad (12)$$

donde G_{oe} y G_L son los componentes de la conductancia de Y_{oe} e Y_L.

Con $Y_L = 20$ $mmho$ ($R_L = 50\ \Omega$) y los valores de los parámetros Y ya dados,

$$Y_E = (37 + 27j) - \frac{(150 - 244j)\,(-0{,}7 - 3{,}3j)}{7 + 20}$$
$$= 71 + 39j\ mmho.$$

Cálculo de la ganancia de potencia

Puede demostrarse que, para un amplificador sintonizado, la ganancia de potencia viene dada por

$$\text{ganancia de potencia} = \left|\frac{Y_{fe}}{G_{oe} + G_L}\right|^2 \frac{G_L}{G_E}. \qquad (13)$$

Así tenemos

$$\text{ganancia de potencia} = \left|\frac{150 - 244j}{7 + 20}\right|^2 \frac{20}{71} =$$
$$= 30\ (\text{ó } 14{,}8\ dB).$$

La potencia de salida necesaria de la etapa excitadora es, por tanto, 147 mW.

Diseño del circuito de salida

Se utiliza un transformador con núcleo de aire para acoplamiento de los transistores de salida a la carga (Fig. 1).

Tenemos

$$Q_w = \frac{1}{G_T \omega L} \qquad (14)$$

siendo

L = inductancia de la bobina

$\omega = 2\pi \times$ frecuencia de funcionamiento (8,315 Mc/s)

y

G_T = conductancia total de la bobina

dada por

$$G_T = G_{SAL}\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + G_e + G_L\left(\frac{n_2}{n}\right)^2 \qquad (15)$$

siendo

$$G_{SAL} \simeq G_{OE}$$

G_c = conductancia de pérdida de la bobina =

$$= \frac{1}{Q_0 \omega L} \; *$$

n_1, n_2, n = el número de espiras del primario, del secundario y número de espiras totales.

El transformador puede ser considerado como un autotransformador. En la práctica puede ser conveniente conectar a masa un extremo de la carga, lo que requiere en este caso un secundario aislado.

El valor de Q_w ha sido elegido de modo que tengamos

$$Q_w = 10 = \frac{1}{25 \times 10^6 \times L \times 10^{-3}\left[7\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + 20\left(\frac{n_2}{n}\right)^2\right]}.$$

pero $n_1 = n_2$, por tanto,

$$L\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 = \frac{1}{10 \times 52 \times 10^6 \times 10^{-3} \times 27}.$$

* Este término es despreciable comparado con los demás componentes de G_T.

El valor de L puede determinarse con referencia a un valor conveniente de la capacidad de sintonía; 300 pF es un valor adecuado y entra en resonancia con 1,5 μH a 8,315 Mc/s.

El valor de n puede ser determinado examinando el diseño práctico de una bobina. Por ejemplo, una bobina de las siguientes dimensiones, devanando con hilo de cobre plateado de 0,2 mm. de diámetro, tiene una inductancia de 1,5 μH.

Diámetro medio = 2 cm.

Longitud del devanado = 5,8 cm.

Núm. total de espiras (n) = 15.

Tenemos entonces

$$n_1^2 = \frac{15^2}{1{,}5 \times 10^{-6} \times 10 \times 52 \times 10^{-6} \times 10^{-3} \times 27}$$

de modo que

$$n_1 = 3{,}3 = n_2.$$

Se encontró que los valores óptimos experimentales de n_1 y n_2 eran 3,5 y 4, respectivamente.

El valor de Q_0 era, aproximadamente, de 200, de modo que

$$G_c = \frac{1}{200 \times 52 \times 1{,}5} = 0{,}06 \; mmho,$$

y la suposición de que $G_c \ll G_T$ está justificada.

La capacidad de salida de los transistores con referencia a la bobina tiene un efecto insignificante sobre la capacidad de sintonía.

Características térmicas

La potencia requerida de los transistores de salida es, aproximadamente, de 4 W. Puede suponerse un valor del 50 % para el rendimiento de colector del AUY 10 en este circuito, teniendo en cuenta una definida tensión de codo y un contenido en armónicos de la frecuencia fundamental de $R.F.$ Por tanto, podemos calcular el radiador necesario suponiendo que cada transistor AUY 10 ha de disipar 2 W.

Si el transmisor debe funcionar a una temperatura T_{amb}, y si θ_m, θ_i, y θ_h son, respectivamente las resistencias térmicas entre la unión colector y cápsula, cápsula y radiador, y radiador y ambiente, tenemos

$$\theta_h \simeq \frac{T_{j(max)} - T_{amb}}{P_c} - (\theta_m + \theta_i) \qquad (16)$$

siendo

$T_{j(max)}$ = máxima temperatura continua permisible de la unión

P_c = potencia disipada en la unión colector, despreciando la pequeña corrección para la potencia disipada en el diodo emisor-base.

Puede tomarse una temperatura ambiente de 45° *C*, como valor más elevado para esta aplicación.

Para el AUY 10, $T_{j(max)} = 75°\ C$, $\theta_m = 5{,}5\ °C/W$, y (si el transistor está atornillado al radiador separado por una arandela de metal) $\theta_i = 0{,}2\ °C/W$.

Para $P_c = 2\ W$ tenemos

$$\theta_h = \frac{75 - 45}{2} - (5{,}5 - 0{,}2) \simeq 8°\ C/W$$

Si los transistores de salida están atornillados en una caja de acero cadmiado de 23 cm × 23 cm. que tiene una resistencia térmica de 4° *C/W* ximadamente, los transistores funcionan por debajo de su máxima temperatura de unión a una temperatura ambiente de 45° *C*.

A la $T_{j(max)}$ la corriente de fuga del colector I_{CBO} con corriente de emisor igual a cero, es menor de 4,5 *mA* para una tensión de colector de 60 *V*. La variación de I_{CBO} con la temperatura de unión es menor de 0,2 *mA*/°*C*. Se calcula fácilmente que, para las condiciones definidas anteriormente, el factor de estabilidad térmica de > 10 es suficientemente grande para prevenir la destrucción térmica.

Etapa excitadora

La figura 2 muestra el circuito utilizado en esta etapa. Aquí, como en la etapa de salida, el transistor AUY 10 funciona en emisor común, clase *B*, con el colector y cápsula al potencial de masa. Se emplea también un resistor de emisor de 1 Ω.

La potencia requerida para excitar la etapa de salida es de 147 *mW*; la conductancia de entrada de la etapa de salida es de 71 *mmho*.

Si se considera un rendimiento del circuito de acoplamiento de 0,9, la potencia de salida que se requiere del transistor excitador es de 164 *mW*.

La potencia de salida de una etapa clase *B* viene dada por

$$P_S = \frac{V_{cm}\ I_{cm}}{4}. \qquad (17)$$

La tensión de alimentación es de 24 *V*, y se supone que V_{cm} es de 20 *V*, aproximadamente, por tanto

$$I_{cm} = \frac{4 \times 0{,}164}{20} = 33mA.$$

La carga de colector del transistor excitador viene dada por

$$R_L' = \frac{V_{cm}}{I_{cm}} = 590\Omega.$$

El consumo medio de la etapa excitadora vale, pues

$$I_{med} = \frac{1}{\pi} = I_{cm} = 11mA.$$

Como la etapa excitadora conduce cada medio ciclo, el circuito sintonizado entre la etapa excitadora y las de salida selecciona solamente la componente fundamental de esta media onda sinusoidal rectificada de corriente y la transmite a la etapa de salida.

Por medio de un análisis de Fourier puede demostrarse que la componente fundamental consta de una onda sinusoidal cuyo valor de pico es igual

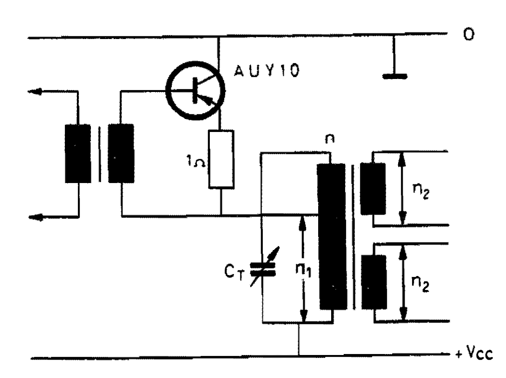


Fig. 2. Etapa excitadora

a la mitad del valor de pico de la semionda sinusoidal rectificada.

La resistencia de entrada de la etapa de salida es de 14 Ω, y ésta debe ser transformada por medio de la red de acoplamiento a un valor dado por

$$R_x = \frac{V_{cm}}{0{,}5 I_{cm}} = 1180\Omega.$$

Esto es,

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{1180}{14}}$$

donde n_1 y n_2 representan el número de espiras del primario y secundario, respectivamente, del transformador interetapa. Por tanto,

$$n_1 = 9{,}2 n_2$$

Parámetros **y** *del transistor*

La condición de funcionamiento de la etapa excitadora ha sido determinada de una manera similar a la que se utilizó para la etapa de salida. Los parámetros *y* se toman para el punto $I_C = 17$ *mA*, $V_{CE} = -12V$. Estos son:

$y_{ie} = 60 + 36j$ *mmho* $\quad y_{oe} = 8 + 6j$ *mmho*
$y_{fe} = 80 - 210j$ *mmho* $\quad y_{re} = -0{,}4 - 3j$ *mmho*

Modificación de los parámetros **y** *del transistor por medio de resistores de emisor*

Los parámetros *Y* del circuito se calculan de las ecuaciones (3), (4), (5) y (6), con $Y_E = 1000$ *mmho.*

Tenemos

$Y_{ie} = 47{,}5 + 39j$ *mmho* $\quad Y_{oe} = 7 + 6j$ *mmho*
$Y_{fe} = 94 - 167j$ *mmho* $\quad Y_{re} = -0{,}7 - 2{,}7j$ *mmho.*

Cálculo de la admitancio de entrada

Como hemos visto, la admitancia de entrada viene dada por la ecuación (12):

$$Y_E \sim Y_{ie} - \frac{Y_{fe} Y_{re}}{G_{oe} + G_L}$$

donde

$$G_L = \frac{1}{R_L'}.$$

Por tanto

$$Y_E = 47{,}5 + 39j - \frac{(94 - 167j)(-0{,}7 - 217j)}{7 + 1{,}7}$$
$$= 100 + 54j \text{ mmho.}$$

Cálculo de la ganancia de potencia

La ganancia de potencia viene dada por la ecuación (13). Por tanto,

$$\left.\begin{matrix}\text{ganancia}\\ \text{de potencia}\end{matrix}\right\} = \left|\frac{Y_{fe}}{G_{oe} + G_L}\right|^2 \frac{G_L}{G_E}$$

$$= \left|\frac{94 - 167j}{7 + 1{,}7}\right|^2 \frac{1{,}7}{100} = 9 \text{ (ó } 9{,}6dB).$$

Por consiguiente, la potencia requerida de la etapa compensadora es de 18 *mW.*

Diseño del circuito de salida de la etapa excitadora

El método seguido es el mismo que se utilizó para el circuito de salida.

Se utiliza un transformador con núcleo de aire, con un valor de $Q_w = 10$. En este caso, de las ecuaciones (14) y (15).

$$Q_w \simeq \frac{1}{\left[G_{SAL}\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + G_E\left(\frac{n^2}{2}\right)^2\right]\omega L}. \tag{18}$$

Sustituyendo los valores ya calculados, tenemos

$$10 \sim \frac{1}{\left[7\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + 71\left(\frac{n_2}{n}\right)^2\right] 52 \times 10^6 L \times 10^{-3}}.$$

Pero, como se ha demostrado, $n_1 = 9{,}2\ n_2$. Por tanto

$$L\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 = \frac{1}{410 \times 10^4}.$$

Es conveniente utilizar una bobina similar a la ya descrita; esto es, con $L = 1{,}5\ \mu H$ y $n = 15$.

Substituyendo en las ecuaciones anteriores se obtiene

$$n_1 = 6{,}0 \qquad n_2 = 0{,}7$$

Los valores experimentales encontrados fueron

$$n_1 = 7 \qquad n_2 = 1$$

Puede verse que la capacidad de sintonía C_T necesaria viene dada por

$$C_T = \frac{1}{\omega^2 L} - C_{SAL}\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 - C_E\left(\frac{n^2}{n}\right)^2 \tag{19}$$

donde C_E es la capacidad de entrada de la etapa de salida. Esto es

$$C_E = \frac{38 \times 10^{-3} \times 10^{12}}{52 \times 10^6} = 750\ pF$$

Se supone que C_{SAL} es $\frac{B_{oe}}{\omega}$

Se obtiene así $C_T = 237\ pF$.

Debe observarse que C_T es un componente pequeño, pero no despreciable de la capacidad de sintonía en este circuito.

Etapa compensadora

La figura 3 muestra el circuito utilizado en esta etapa. Se emplea un transistor OC 170 en circuito emisor común, trabajando en clase *A*. La potencia de entrada necesaria para la etapa excitadora es de 18 *mW* con una resistencia de 10 *Ω*.

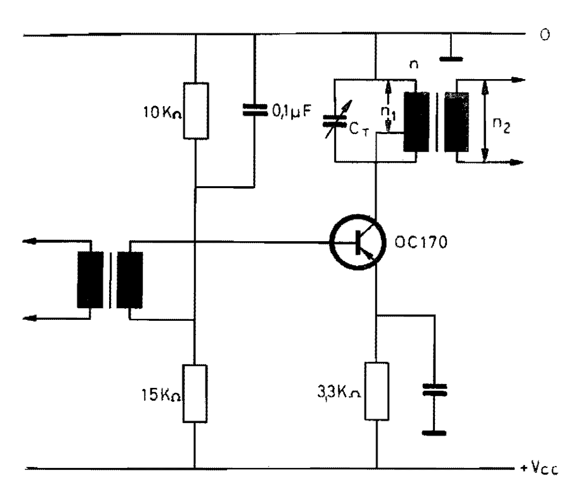


Fig. 3. Etapa compensadora

Para dar mejor supresión de armónicos a este bajo nivel, se ha elegido un valor de $Q_w = 20$ para la red de acoplamiento interetapa. Se utiliza una bobina con núcleo de aire similar en las etapas de salida y excitadora, dando un rendimiento el transformador de 0,81. La potencia de salida requerida del transistor compensador es, por tanto, de 22 *mW*.

La potencia de salida de una etapa clase *A* es

$$P_{SAL} = \frac{V_{cm} I_{cm}}{2}. \qquad (20)$$

Para no sobrepasar los 20 *V* de tensión de colector máxima del OC 170 en las condiciones de señal máxima, es necesario limitar la tensión de funcionamiento de colector a 10 *V*. Con una alimentación de 24 *V* debe producirse una caída de tensión de 14 *V* fuera del transistor, esto es, en un resistor de emisor. Permitiendo una tensión de codo de 0,5 *V* la excursión de tensión de colector disponible es de 9,5 *V*; por tanto

$$I_{cm} = 4{,}6\, mA.$$

El valor del resistor del emisor viene dado por

$$R_e = \frac{14}{0{,}0046}\,\Omega = 3{,}2\,k\Omega.$$

puede utilizarse un resistor de 3,3 *KΩ*.

Las condiciones de polarización de c.c. están definidas por los resistores de 10 *K Ω* y 15 *K Ω* en la cadena de polarización. La carga, que consta de un circuito sintonizado se coloca en el colector.

La disipación de colector del OC 170 permitida es de 50 *mW* a 45° *C* de temperatura ambiente. Por tanto, este circuito tiene una tolerancia de funcionamiento hasta 45° *C* con componentes del 10 % y una alimentación de 24 *V*.

La carga necesaria de colector viene dada por

$$R_L' = \frac{V_{cm}}{I_{cm}} = \frac{9{,}5}{4{,}6} = 2{,}1\,k\Omega.$$

La red de acoplamiento interetapa debe ser también aquí un transformador de impedancias, con la resistencia de entrada de la etapa excitadora igual a 10 *Ω*.

Por tanto,

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{2.1 \times 10^3}{10}}$$

y $n_1 = 14\, n_2$, siendo n_1 y n_2 el número de espiras del primario y del secundario respectivamente.

Parámetros *y* del transistor

De las características del OC 170, para $V_{CE} = -10\ V$ $I_E = 5\ mA$, $f = 8\ Mc/s$, podemos obtener

$g_{ie} = 4 mmho$	$g_{oe} = 192 \mu mho$
$c_{ie} = 65 pF$	$c_{oe} = 7 pF$
$\lvert y_{fe}\rvert = 64 mA/V$	$\lvert y_{re}\rvert = 64 \mu mho$
$\Phi_{fe} = -30^\circ$	$\Phi_{re} = 260^\circ$

Cálculo de la admitancia de entrada

La admitancia de entrada viene dada por la ecuación (12). Así, pues,

$$y_{fe} \simeq y_{ie} - \frac{Y_E\, y_{re}}{g_{oe} + G_L}$$

siendo

$$G_L = 1/R_L',$$

de forma que

$$Y_E = 4 + 3{,}4j - \frac{64 \times 0{,}064 > 230^{0}}{0{,}19 + 0{,}47}$$

$$= 8{,}2 + 8{,}5j \ mmho.$$

Cálculo de la ganancia de potencia

La ganancia de potencia está dada por la ecuación (13). Por tanto,

$$\text{ganancia de potencia} = \left| \frac{y_{fe}}{g_{oe} + G_L} \right|^2 \frac{G_L}{G_E}$$

$$= \left| \frac{64}{0{,}19 + 0{,}47} \right|^2 \frac{0{,}47}{8{,}2} = 350 \ (25 dB).$$

Proyecto del circuito de salida de la etapa compensadora

Se utiliza un transformador con núcleo de aire cuyo Q_w sea igual a 20. En este caso, substituyendo los valores ya calculados en la ecuación 18, tenemos

$$20 \sim \frac{1}{\left[0{,}19\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + 100\left(\frac{n_2}{n}\right)^2\right] 52 \times 10^6 \times 10^{-3} L}.$$

Pero, como se indicó : $n_1 = 14 \ n_2$.

Es conveniente utilizar una bobina similar a las ya proyectadas ; esto es, con $L = 1{,}5 \ \mu H$ y $n = 15$.

Substituyendo en la ecuación se obtiene

$$n_1 = 14{,}5 \qquad n_2 = 1$$

Los valores experimentales de n_1 y n_2 encontrados son de 13,5 y 1 respectivamente. La capacidad de sintonía necesaria C_T viene dada por la ecuación (19).

Por tanto,

$$C_T = \frac{1}{\omega_2 L} - C_{SAL}\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 - C_E''\left(\frac{n_2}{n}\right)^2$$

donde C_E'' es la capacidad de entrada de la etapa excitadora. Esto es

$$C_E'' = 1000 pF.$$

Se supone que C_S es $\frac{B_{oe}}{\omega}$

Se obtiene así, $C_T = 238 pF$.

Oscilador

Se describen dos posibles etapas osciladoras.

Oscilador controlado por cristal

El oscilador controlado por cristal (Fig. 4) es adecuado para utilizarse en caso de señal de emergencia. Es del tipo de colector a masa y resistencia negativa con un cristal conectado entre la base del transitor (OC 170) y masa. Al terminal de emisor se aplica una carga capacitiva suficientemente grande. Esto da una impedancia de entrada que consta de una resistencia negativa en paralelo con una capacidad. Por tanto, una impedancia inductiva en la base hará que el circuito oscile. En este caso la inductancia es proporcionada por el cristal si funciona justamente fuera de resonancia en paralelo. La corriente continua para el transistor pasa a través de una inductancia en paralelo con el condensador conectado al emisor.

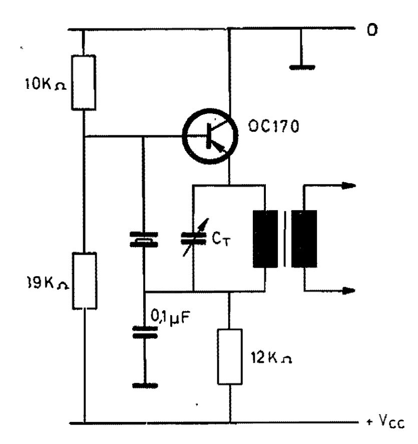


Fig. 4. Oscilador controlado por cristal

Las condiciones de polarización están determinadas por el resistor de 12 $K\,\Omega$ conectado en el emisor y los resistores de 10 $K\,\Omega$ y 39 $K\,\Omega$ de la cadena de polarización. El transistor está polarizado aproximadamente a $V_{CE} = -5V$, $I_E = 1{,}5 \ mA$. La potencia de salida es, aproximadamente, de 0,1 mW. La entrada para la etapa amortiguadora se toma a través del secundario débilmente acoplado de la inductancia del emisor.

Oscilador con realimentación y base común

Este oscilador con realimentación y base común (Fig. 5) es apropiado para aplicaciones telegráficas generales.

Utiliza un OC 170 en conexión de base común, y tiene realimentación externa aplicada entre co-

lector y emisor. Las condiciones de polarización están definidas por los resistores de 10 $K\ \Omega$ y 4,7 $K\ \Omega$ de la cadena de polarización y por el resistor de 1,8 K del emisor. La entrada para la etapa amortiguadora se toma a través de un secundario del circuito sintonizado de colector. La potencia de salida es, aproximadamente, de 0,1 mW.

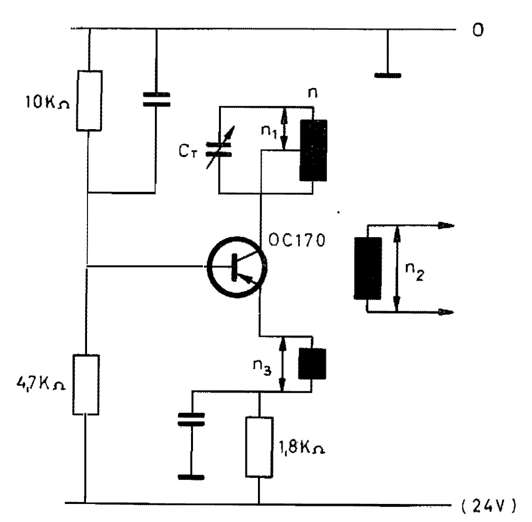


Fig. 5. Oscilador con realimentación y base común

En la figura 5, $C_T \simeq 200\ pF$; $n = 15$, $n_1 = 7{,}5$ $n_2 = n_3 = 2$ espiras.

Modulación

El transistor ha sido proyectado para dar una potencia de salida de $R.F.$ sin modular de 4 W (estrictamente hablando, modulación clase A_0). Puede utilizarse modulación clase A_1 o A_2.

Para modulación clase A_1 (portadora interrumpida) se utiliza el circuito representado en la figura 6. La adición de un manipulador telegráfico que interrumpa la alimentación de la etapa excitadora permite interrumpir la salida de $R.F.$ El choque de $R.F.$ y la capacidad en paralelo sirven para el desacoplamiento inter-etapa.

La modulación clase A_2 (portadora interrumpida o emisión modulada interrumpida) se aplica a través de la base de la etapa compensadora (Fig. 7). Para modulación de A. F. interrumpida, se retira el manipulador telegráfico de la etapa excitadora y se interrumpe la propia entrada de A. F. a la base de la etapa compensadora. Para emisión modulada interrumpida, sin embargo, se deja el manipulador telegráfico en la etapa excitadora y se inyecta A. F. continua en la base de la etapa compensadora.

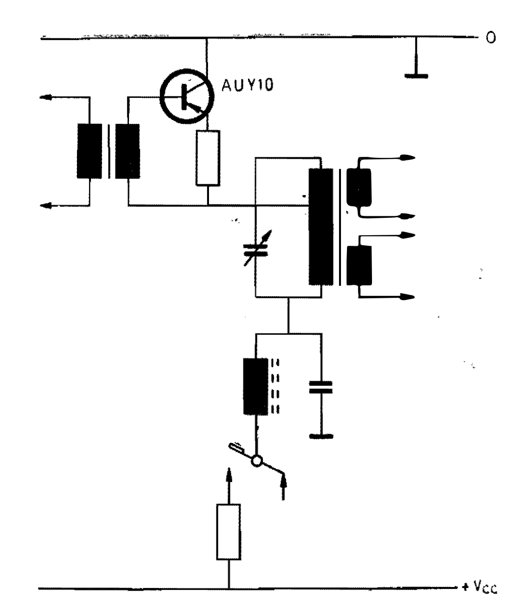


Fig. 6. Etapa excitadora adaptada para modulación A_1

Si el transmisor se modula A_2 al 100 %, la potencia de salida debe ser reducida a unos 3/8 de la máxima salida de $R.F.$ sin modular. Esto es preciso para la tensión nominal del transistor de salida. En el presente diseño la potencia de salida se reduce disminuyendo la salida del oscilador.

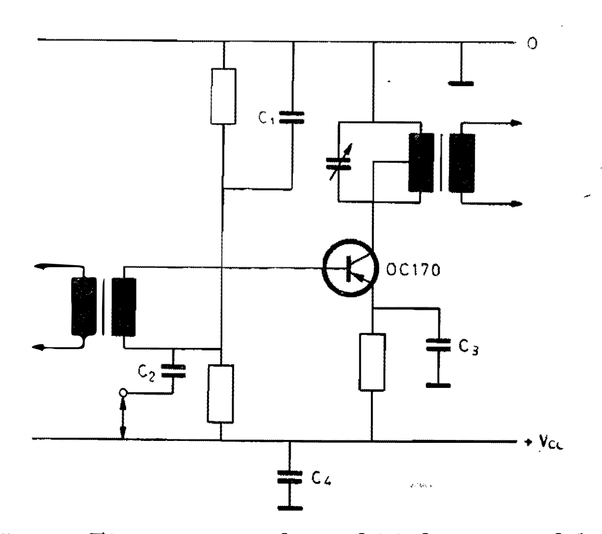


Fig. 7. Etapa compensadora adaptada para modulación A_2

En la figura 7, C_1 es un condensador de desacoplo de $R.F.$, C_3 y C_4 de desacoplo para todas las frecuencias, y C_2 para A. F.

Con este método puede obtenerse modulación clase A_2 de 300 c/s a 3 Kc/s hasta el 100 %.

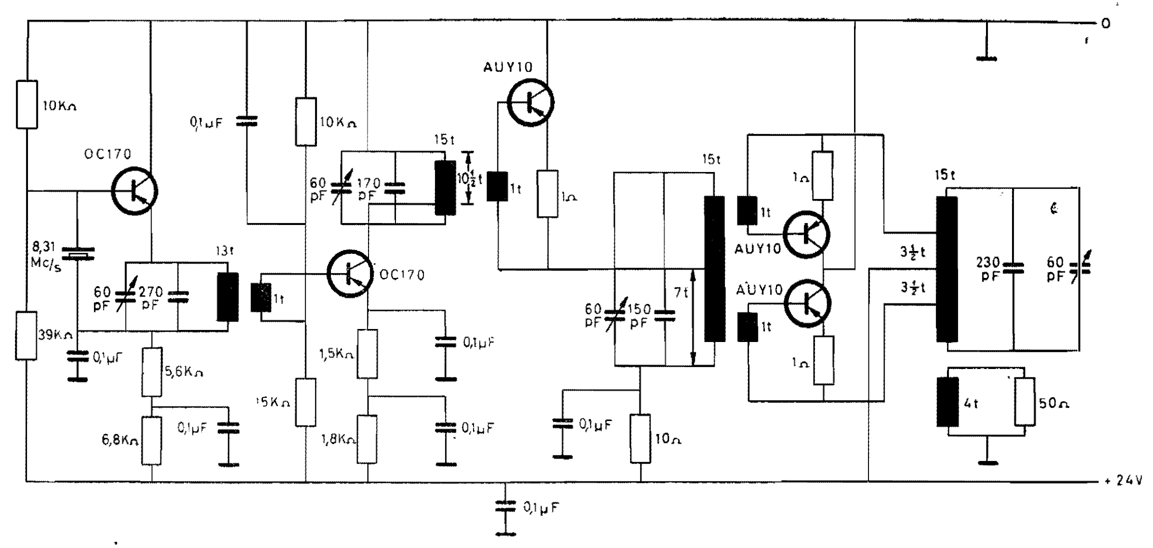


Fig. 8 Circuito completo del emisor

Construcción

Se ha construido un transmisor completo de acuerdo con el circuito de la figura 8. Este transmisor se montó en una caja de acero cadmiado con blindajes del mismo material entre las distintas bobinas. Las uniones del chasis se soldaron para asegurar un buen contacto de masa. Las conexiones de alta tensión están desacopladas por medio de condensadores pasamuros de 10 *nF* (no dibujados por separado en la figura 8) en paralelo con condensadores de mica plateada de 0,1 μF.

Los terminales del transistor de potencia se soldaron directamente al circuito para evitar el uso de soportes que pudieran introducir capacidades parásitas. Se emplearon resistores de carbón y condensadores miniatura de mica plateada. Los condensadores de sintonía son con dieléctrico de aire.

Sintonía

El transmisor se sintoniza de la siguiente forma. Primero se ajusta la salida con una tensión excitadora reducida. Este ajuste se obtiene mediante desplazamiento del secundario débilmente acoplado del circuito oscilador de salida. La señal se incrementa entonces hasta que la forma de onda de la corriente de colector muestra una pequeña depresión (Fig. 9a), la cual es producida por la saturación del transistor de salida (el diodo colector se polariza en sentido directo y algunos de los huecos vuelven a la base, reduciendo así la corriente del colector). Entonces se ajusta la sintonía hasta que aparece la depresión en el pico de la forma de onda (Fig. 9b), y luego se reduce la excitación hasta que desaparece (Fig. 9c).

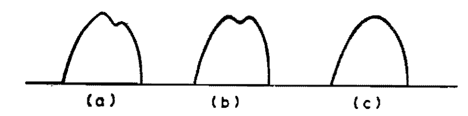


Fig. 9. Formas de onda de la corriente de colector observadas durante la sintonía

Características

Las características del transmisor están resumidas en la tabla I, que muestra los resultados obtenidos con transistores AUY 10 de baja ganancia o alta ganancia en las etapas excitadora y de salida.

Se empleó como carga un medidor de potencia de 50 Ω ; pero para uso práctico debería conectarse una red de adaptación (filtro) entre la bobina

TABLA I

	Baja ganancia AUY 10	Alta ganancia AUY 10	
Temperatura ambiente	25° *C*	25° *C*	45° *C*
Potencia de salida	4 *W*	5 *W*	4,8 *W*
Ganancia de potencia			
Etapa de salida	14 *dB*	15 *dB*	—
Etapa excitadora	8,5 *dB*	9 *dB*	—
Rendimiento			
Etapa de salida	40 %	45 %	35 %
Etapa excitadora	33 %	40 %	—

de salida y la antena como se muestra en la figura 10. La red está diseñada para atenuar el segundo y tercer armónico: se encontró que éstos estaban a más de 55 *dB* por debajo de la frecuencia fundamental.

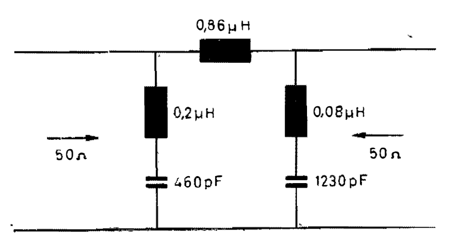


Fig. 10. Red de adaptación y filtro entre bobina de salida y antena

APÉNDICE

Cálculo de los parámetros Y del circuito

Las figuras 11 y 12 muestran las modificaciones del circuito equivalente de parámetros *y* debidas a una carga en el circuito de emisor.

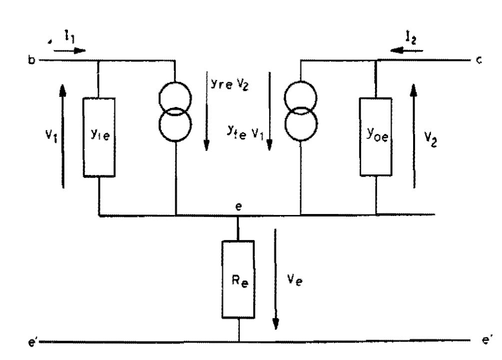


Fig. 11. Circuito equivalente del transistor para parámetros *y* con resistor de emisor

Para la equivalencia de los circuitos

$$Y_{ie} = \frac{I_1}{V_1'} \qquad Y_{oe} = \frac{I_2}{V_2'}$$

$$Y_{fe} = \frac{I_2}{V_1'} \qquad Y_{re} = \frac{I_1}{V_2'}$$

Aplicando para Y_{ie} Y_{fe}, tenemos

$$I_1 + I_2 + V_e Y_e = 0 \quad \text{(A1)}$$

$$V_e = V_2 \quad \text{(A2)}$$

$$I_1 = y_{re}V_2 + y_{ie}V_1 \quad \text{(A3)}$$

$$I_2 = y_{fe}V_1 + y_{oe}V_2 \quad \text{(A4)}$$

$$V_1 - V_e = V_1' \quad \text{(A5)}$$

$$\left(\text{siendo } Y_e = \frac{1}{R_e}\right)$$

Por tanto, de las ecuaciones (A4) y (A5)

$$Y_{fe} = \frac{y_{fe}V_1 + y_{oe}V_2}{V_1 - V_e} \quad \text{(A6)}$$

y de la ecuación (A2)

$$= \frac{y_{fe}V_1 + y_{oe}V_2}{V_1 - V_2}.$$

De las ecuaciones (A1), (A3) y (A4)

$$y_{fe}V_1 + y_{oe}V_2 + y_{re}V_2 + y_{ie}V_1 + V_eY_e = 0$$

y, por tanto, de la ecuación (A2)

$$V_1(y_{fe} + y_{ie}) = -V_2(y_{oe} + y_{re} + Y_e). \quad \text{(A7)}$$

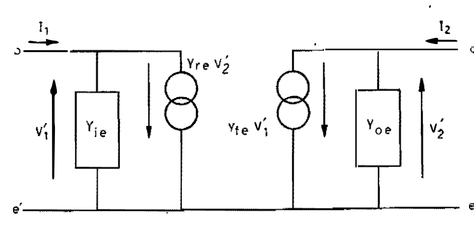


Fig. 12. Circuito equivalente con parámetros *Y* del circuito

Substituyendo (A7) en la ecuación (A6) se obtiene

$$Y_{fe} = \frac{y_{fe}V_1 - y_{oe}\left(\frac{y_{fe} + y_{ie}}{y_{oe} + y_{re} + Y_e}\right)V_1}{V_1 + V_1\left(\frac{y_{fe} + y_{ie}}{y_{oe} + y_{re} + Y_e}\right)}$$

$$= \frac{y_{fe}Y_e + (y_{fe}y_{re} - y_{oe}y_{ie})}{y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe} + Y_e}.$$

Si

$$\Sigma y = y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe} + Y_e$$

entonces

$$\Delta y = y_{fe}y_{re} - y_{oe}y_{ie}$$

de forma que

$$Y_{fe} = \frac{y_{fe}Y_e + \Delta y}{\Sigma y}.$$

Análogamente, de las ecuaciones (A3) y (A5)

$$Y_{ie} = \frac{y_{re}V_2 + y_{ie}V_1}{V_1 - V_e}.$$

Por substitución de (A7) en la ecuación (A8) se obtiene

$$V_{ie} = \frac{y_{re}V_2 - y_{ie}\left(\frac{y_{oe} + y_{re} + Y_e}{y_{fe} + y_{ie}}\right)V_2}{-V_2\left(\frac{y_{oe} + y_{re} + Y_e}{y_{fe} + y_{ie}}\right) - V_2}$$

$$= \frac{y_{re}(y_{fe} + y_{ie}) - y_{ie}(y_{oe} + y_{re} + Y_e)}{-(y_{oe} + y_{re} + Y_e) - (y_{fe} + y_{ie})}$$

$$= \frac{-y_{ie}Y_e + \Delta y}{-\Sigma y}$$

de donde

$$Y_{ie} = \frac{y_{ie}Y_e - \Delta y}{\Sigma y}.$$

Puesto que el circuito de la figura 12 es un cuadripolo simétrico,

$$Y_{oe} = \frac{y_{oe}Y_e - \Delta y}{\Sigma y}$$

y

$$Y_{re} = \frac{y_{re}Y_e + \Delta y}{\Sigma y}.$$

CÉLULAS DE SULFURO DE CADMIO (SCd)

La publicación de aplicaciones de las células fotoconductoras de sulfuro de cadmio ("fotorresistencias") en revistas profesionales durante estos últimos años ha despertado el interés de técnicos y aficionados. Las primeras muestras se abrieron pronto camino hacia los laboratorios y los talleres particulares, y cuando comenzó la fabricación existía ya una gran demanda de estos componentes. Su desarrollo, por lo demás, no se detuvo ni se detiene. El concepto general de "célula de sulfuro de cadmio" comprende por el momento una serie de células de ejecución muy diferente y con campos de aplicación especificados. También se han desarrollado en los laboratorios células de seleniuro de cadmio, telururo de cadmio, sulfuro de plomo, antimoniuro de indio, etc.

Posibilidades de aplicación

Con el desarrollo de las células de sulfuro de cadmio, se inició la búsqueda de un substitutivo «barato» de los fototubos de vacío o de atmósfera gaseosa ; «barato» no tanto por el precio del propio componente como por la posibilidad de simplificar los circuitos electrónicos. La sensibilidad de las células de SCd resultó ser tan grande como para permitir, por ejemplo, excitar un relé sin interponer un amplificador. Así, una de las primeras aplicaciones fue un circuito interruptor típico para el control de llama en instalaciones de combustión de petróleo. Luego se diseñaron circuitos contadores y se aplicaron células de SCd en diversos dispositivos industriales, por ejemplo, para controlar la longitud de piezas, la amplitud de lazos, etc. El objeto de los ensayos era, en un principio, substituir los fototubos convencionales por células de SCd, pero éstas no tardaron en «independizarse» y encontrar posibilidades enteramente nuevas.

Células de sulfuro de cadmio y fototubos

Comparando las células de sulfuro de cadmio y los fototubos, aparecen algunos puntos de diferencia de los que se deduce inmediatamente cuáles son los campos de aplicación específicos de unos y otros y en qué casos pueden ser utilizados indistintamente.

La pendiente de las células de sulfuro de cadmio es mayor. El fototubo de alto vacío 92 AV tiene una sensibilidad de 45.10^{-3} mA/lm aproximadamente y el de atmósfera gaseosa 92 AG una sensibilidad de 130.10^{-3} mA/lm aproximadamente.

La corriente media de la célula de sulfuro de cadmio ORP 90 para una tensión de 10 V (con 54 lux y 2700°K), es de 10 mA. Así, pues, la disipación permisible de las células de SCd (para la ORP 90, 1 W a 25° C ; para la ORP 62, 100 mW a 25° C), es, en general, tan alta que puede prescindirse de amplificador de potencia.

La sensibilidad espectral de los fototubos depende del material del cátodo. Con cátodo de

óxido de cesio-plata se obtiene sensibilidad para el rojo (máximo de sensibilidad para 0,8 μ). La sensibilidad para el azul se consigue con cátodo de cesio-antimonio (máximo para 0,4 μ). Las células de sulfuro de cadmio tienen un máximo de sensibilidad para 0.65 μ aproximadamente.

Un inconveniente de las células de SCd para

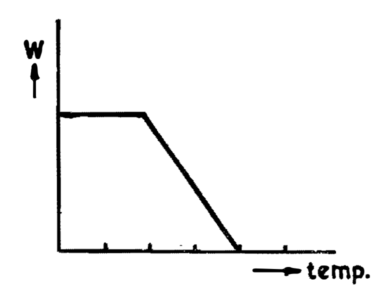


Fig. 1. Característica general de disipación máxima de las células de sulfuro de cadmio

ciertas aplicaciones es su baja velocidad de reacción. Mientras los fototubos de alto vacío funcionan satisfactoriamente con frecuencias de hasta 100 Mc/s aproximadamente, e incluso los tubos de átmósfera gaseosa pueden llegar a los 20 Kc/s (más que suficiente para la reproducción del sonido), la frecuencia más alta que puede aplicarse a las células de sulfuro de cadmio actuales es de 150 c/s aproximadamente. En los circuitos contadores, donde las células de SCd se combinan con lamparitas incandescentes, se realizan frecuencias de cómputo del orden de 10 c/s. Queda dicho con esto que las fotorresistencias son sólo aplicables en los casos en que no se requiere gran velocidad de reacción y/o la frecuencia no pasa de algunos ciclos por segundo.

Las células de sulfuro de cadmio son más sensibles a la temperatura que los fototubos. El límite máximo admisible de temperatura para los fototubos 92 AV y 92 AG es de + 70° C; para las células de SCd de cualquier tipo el margen de temperatura permisible varía desde — 20 / + 60° C hasta — 40 / + 80° C. De un modo general puede establecerse que las tolerancias, el comportamiento y la duración de vida de los fototubos y de las células de SCd son, a grandes rasgos, comparables. Se tiende a desarrollar células con tolerancias más pequeñas, que permitan realizar, por ejemplo, medidas de luz con gran precisión. En determinadas aplicaciones, como en exposímetros para cámaras automáticas, es preciso tener en cuenta que las células de sulfuro de cadmio presentan un efecto de desviación inicial. Es decir, que el valor de resistencia encontrado en el primer instante después de una iluminación aplicada repentinamente y mantenida luego constante, se desvía al cabo de unos minutos hacia un nivel constante (más alto).

En los nuevos tipos desarrollados especialmente para exposímetros se ha limitado esta desviación. En el ORP 63 el valor medio de la desviación inicial es sólo del 10 % (valor máximo 15 %); este valor satisface los requisitos generales necesarios para esta aplicación.

Como ventaja de las células de sulfuro de cadmio hay que tener en cuenta también su posibilidad de funcionar tanto con corriente continua como con corriente alterna. Algunos tipos pueden ser conectados directamente a la red a través de un relé para c.a.

Finalmente, no puede dejar de citarse en esta breve comparación entre fototubos y fotorresistencias, el factor precio. Algunos tipos tienen un precio muy favorable, debido a la posibilidad de fabricarlos en gran número.

Desarrollo

En un material no conductor todos los electrones están ligados a los iones o átomos que forman la estructura cristalina. Prácticamente no existen electrones libres, es decir, electrones no ligados a iones o átomos. Lo mismo ocurre en un material fotosensible en ausencia de radiación. Si la luz incide sobre un cristal de sulfuro de cadmio, su energía es absorbida por la red cristalina ; simplificando puede decirse que, como resultado, aparecen electrones libres y así el material se hace conductor.

Aunque se conoce desde hace muchos años la existencia de tipos de sulfuro de cadmio con gran sensibilidad para la luz, sólo recientemente se ha conseguido obtener un compuesto que permite la fabricación de «fotorresistencias» en gran escala. Hace algunos años se iniciaron minuciosas investigaciones sobre el sulfuro de cadmio y otras substancias afines. Se comprobó que para que el sulfuro de cadmio presente propiedades fotosensibles es necesario que tenga ciertas impurezas activadoras. También se observó que existen otras impurezas que ejercen un efecto contrario. Los elementos activadores son, entre otros, el cobre, la plata y el galio. Como inactivador típico puede citarse el hierro ; la concentración de hierro no deberá ser superior a un átomo por cada millón de átomos de cadmio.

Así, pues, la dificultad de fabricación de estas fotocélulas radica en las citadas impurezas ; es necesario aplicar un procedimiento que permita eliminar las impurezas inactivadoras y controlar con gran exactitud la concentración de las impurezas activadoras.

Desde cierto punto de vista pueden ser consideradas como resistencias dependientes de la luz.

De aquí procede la denominación «LDR» (Light Dependent Resistor). En un principio se utilizaron en los «potenciómetros libres de ruidos». Pronto se comprobó que podían emplearse también para el ajuste automático del contraste y de la luminosidad en receptores de TV. Por otra parte, sin embargo, la célula de sulfuro de cadmio puede ser considerada como un elemento del grupo de los semiconductores, y de aquí se deriva la denominación «ORP» (O = semiconductor, R = resistencia, P = fotosensible). Inicialmente, estos tipos fueron desarrollados con destino a los sistemas industriales de regulación y control. Sin embargo, no hay ninguna diferencia técnica ni de principio entre las células de sulfuro de cadmio de ambos grupos, aunque las propiedades y la ejecución difieren en los detalles.

En realidad, las células de sulfuro de cadmio han pasado hace poco la etapa de laboratorio. Existen ya muchos tipos y cabe esperar muchos más. También en el campo de las aplicaciones constituyen estos elementos una « novedad» y continuamente se dan a conocer nuevas aplicaciones.

A grandes rasgos, las aplicaciones de las células de sulfuro de cadmio pueden distribuirse por el momento en tres grupos principales :

El grupo 1 comprende los sistemas en que se abre y cierra un circuito con ayuda de la luz. La información que utiliza la célula es la presencia o ausencia de luz, o bien la incidencia de un haz luminoso intenso con relación al nivel de luz ambiente.

El grupo 2 comprende las aplicaciones en que se trata de medir, con mayor o menor precisión, niveles de flujo luminoso o de iluminación. En este sector se obtienen resultados interesantes.

Por último, el grupo 3 constituye un campo relativamente nuevo para los elementos fotosensibles : el de los circuitos lógicos. El hecho de que la combinación de una lámpara y una célula de SCd equivalga a un relé permite diseñar circuitos lógicos, sistemas contadores, etc., que pueden ser interesantes por su sencillez y bajo costo, siempre que no sea estrictamente necesaria una gran velocidad de reacción. Este grupo de aplicaciones puede considerarse en realidad como una variante del grupo 1.

Apertura y cierre de circuitos mediante la luz

En la mayoría de las aplicaciones, las fotorresistencias desempeñan el papel de un interruptor. Esta es, realmente, su función más sencilla y en ella se plantean pocos problemas de principio o de orden práctico. Como ya se ha dicho, la combinación de una fuente de luz y una célula de SCd se comporta como un relé. Describiremos las aplicaciones del «grupo 1» sólo en líneas generales, dado que sus principios son bien conocidos. La elevada sensibilidad de las fotorresistencias y la gran intensidad de corriente permisible reducen considerablemente el precio de los aparatos y, por ende, hacen posibles aplicaciones que, con los fototubos, resultan mucho más caras.

En la mayoría de las aplicaciones se emplea como fuente de luz lámparas incandescentes. Si una lámpara incandescente funciona con tensión normal, sin reflectores ni lentes, y está colocada de modo que la célula « vea » un máximo de superficie del filamento, puede admitirse que la

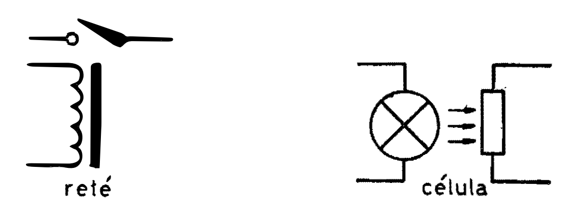


Fig. 2. La combinación de una lámpara y una fotorresistencia es comparable a un relé

lámpara emite un flujo luminoso de aproximadamente una bujía por vatio. Los filamentos con mayor temperatura emiten un flujo mayor. Para obtener una larga duración de vida, con suficiente estabilidad, conviene que la lámpara funcione con una tensión de un 10 % menor que la normal. Con ello la potencia consumida por la lámpara se reduce en un 15 % aproximadamente y el flujo luminoso en un 30 % aproximadamente. La sensibilidad de las fotocélulas se expresa, generalmente, para una lámpara incandescente con una temperatura de color de 2700° K; esta es la temperatura que alcanza el filamento cuando la tensión es de un 15 a un 20 % menor que la normal (110 V, 75 a 500 W). La sensibilidad de las fotocélulas para la luz de fluorescencia y para la

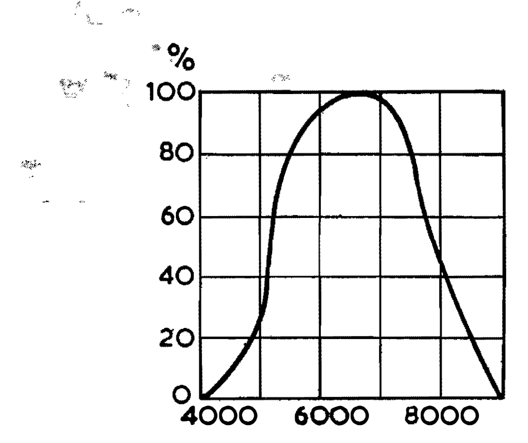


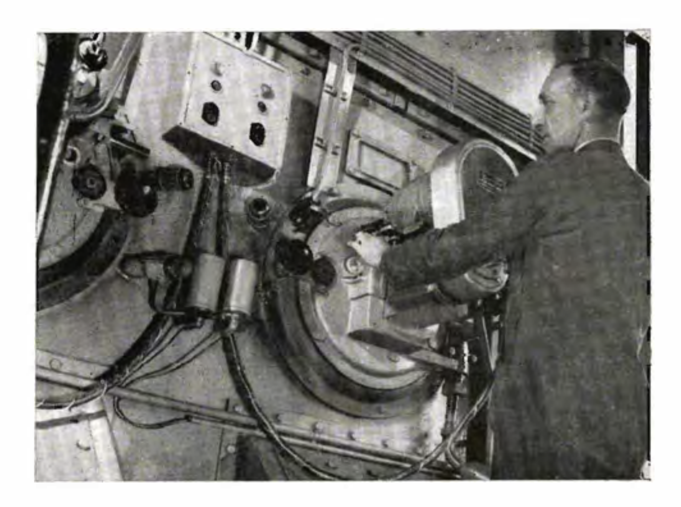
Fig. 3. Sensibilidad espectral de una célula de sulfuro de cadmio

luz diurna es, aproximada y respectivamente, la mitad y los tres cuartos de la sensibilidad para la luz de incandescencia de 2700º K.

En la figura 3 se representa la sensibilidad espectral de las células del sulfuro de cadmio. Como puede verse, son sensibles al rojo.

La temperatura de color de las llamas es de 1500º K por término medio. Por consiguiente, si las células se emplean en sistema de control de llamas, los valores de la corriente de la célula especificados para 2700º K pueden ser multiplicados por 2 aproximadamente.

En general, las células de sulfuro de cadmio son elementos robustos y estables, gracias a lo cual son adecuadas para un gran número de aplicaciones industriales. Las pruebas de duración de vida han demostrado que la sensibilidad de las células permanece bastante constante y que únicamente se producen ligeras variaciones cuando se las hace funcionar a plena disipación y a la temperatura límite, durante períodos de hasta 2000 horas. Por el contrario, se producen variaciones de sensibilidad si se exponen las células, fuera de circuito, a temperaturas elevadas durante tiempo considerable, o si se les aplica tensión manteniéndolas en completa oscuridad. Sin embargo, estas variaciones no son permanentes y las células recuperan la sensibilidad normal en poco tiempo si se las hace funcionar con disipación normal y dentro de los límites de temperatura.



Las células de sulfuro de cadmio se emplean en circuitos de protección contra extinción de llamas

Si las células han estado almacenadas en completa oscuridad, su sensibilidad habrá, en general, aumentado ; no obstante recuperarán la sensibilidad normal al cabo de unos minutos de funcionamiento, y pasada una hora se obtienen ya resultados muy estables. La estabilidad de las fotorresistencias puede ser comparada favorablemente con la de los fototubos.

En las aplicaciones en que se trata de excitar un relé de acuerdo con la información de presencia o ausencia de luz, las tolerancias de la célula tienen generalmente un interés menor, y no es necesario incluir en el circuito elementos de ajuste para compensar las pequeñas desviaciones; esto simplifica mucho el circuito, que en su forma más sencilla consiste en la conexión en serie de una fuente de luz (que en muchos casos puede conectarse a la red directamente o a través de un transformador separador), una célula de SCd y un relé. Eventualmente puede regularse la sensibilidad por medio de una resistencia en serie o en paralelo.



El recuento es una de las aplicaciones más antiguas de los elementos fotosensibles

No se hará aquí una descripción detallada de los sistemas prácticos, dado que estas aplicaciones son bien conocidas, pero se nombrarán cierto número de posibilidades y campos específicos, haciendo algunas aclaraciones de orden práctico cuando sea conveniente.

Ya se ha citado el uso de células de sulfuro de cadmio para control de llamas. En las instalaciones de combustión de petróleo es indispensable contar con un dispositivo de vigilancia que cierre la entrada de combustible si la llama se apaga inesperadamente. Las fotorresistencias pueden aplicarse también con ventaja en los sistemas de alarma contra incendios, por ejemplo, en las cajas fuertes. Si se desea, puede combinarse con el circuito una instalación extintora, y también añadir una segunda célula que desconecte el sistema de protección cuando se abra la caja y entre luz diurna o artificial.

Pueden realizarse otros varios sistemas de alarma con células de sulfuro de cadmio. Empleando pequeñas células que tengan una gran sensibilidad para la banda infrarroja del espectro, como las ORP 60/61 y LDR 03/04, en combinación con un filtro adecuado en el proyector, pueden obtenerse barreras de «rayo invisible». Este sistema puede aplicarse, si se desea, para el cierre automático de puertas.

Las operaciones de recuento son, desde hace mucho tiempo, uno de los campos de aplicación más importantes de los elementos fotosensibles Existen numerosos sistemas para contar personas, productos, objetos que se mueven siguiendo un recorrido determinado (por ejemplo, sobre una banda transportadora), etc. Pueden utilizarse fotorresistencias en casi todos los casos en que no se requiera una frecuencia de recuento de más de 10 por segundo, aproximadamente. La indicación de totales puede hacerse, por ejemplo, con la ayuda de válvulas de cátodo frío.

En relación con estas aplicaciones, conviene advertir que no es estrictamente necesario que los objetos intercepten un rayo de luz ; también es posible colocar el proyector y la fotorresistencia en un mismo lado si los objetos poseen propiedades reflectoras.

Pueden aplicarse circuitos semejantes para el ajuste de materiales a una longitud deseada en una máquina herramienta ; para detener un sistema de transporte en el momento debido ; para la apertura y cierre automáticos de puertas ; para controlar el funcionamiento de lámparas, etc. En la industria textil, por ejemplo, puede controlarse la amplitud de un lazo, con ayuda de dos fotocélulas que controlen, respectivamente, la máxima y la mínima longitud del lazo.

En el campo de la protección de personas y máquinas, las posibilidades son numerosas. Puede evitarse que una máquina se ponga en marcha fuera de las condiciones de seguridad ; puede pararse la máquina en caso de que se interrumpa inesperadamente la entrada o la salida de los materiales. Actualmente se ensaya el empleo de fotorresistencias en los dispositivos de protección de las estaciones de ferrocarril.



Por medio de un sencillo circuito se controla el cierre y apertura automática de puertas

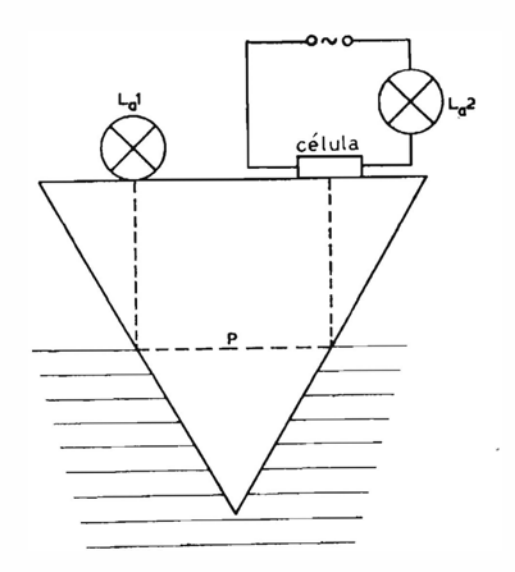


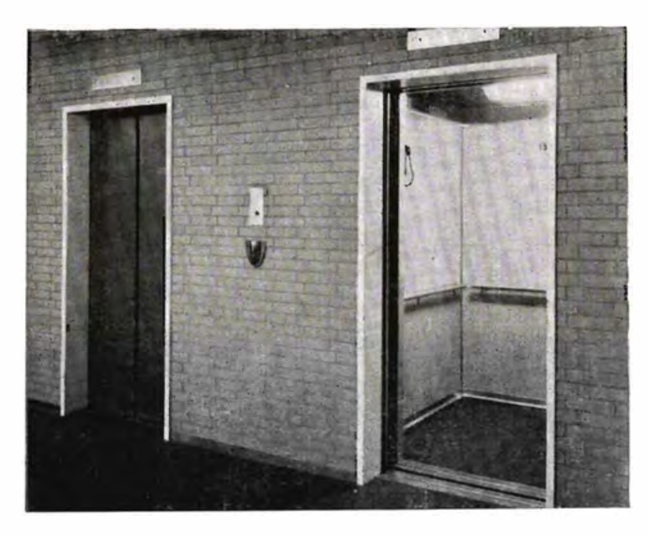
Fig. 4. Esquema de principio de un sistema de regulación de nivel con ayuda de un prisma

El principio de apertura y cierre de un circuito puede servir también para dispositivos de regulación. Por ejemplo, es posible regular el nivel de un líquido con ayuda de un prisma, como se muestra en la figura 4. El prisma transparente produce reflexión total de la luz emitida por La_1 cuando es alcanzado por el líquido. Mediante una fotorresistencia puede entonces encenderse una segunda lamparita La_2. El nivel de los líquidos poco transparentes puede regularse por el método usual de interceptación de un haz luminoso. Es necesario que el depósito sea transparente o que esté provisto de un tubo indicador de nivel de material transparente.

El campo de la «regulación» es muy amplio y tiene estrecha relación con toda la problemática de la automatización. Simplificando podría decirse que es posible utilizar las fotorresistencias en todos aquellos casos en los que pueda obtenerse una información por medio de la luz, a condición de que no se requiera una velocidad de reacción muy grande.

Al estudiar estas posibilidades se comprueba que dicha «información por medio de la luz» puede obtenerse con mucha más frecuencia de lo que a primera vista parece ser. En dosimetría, por

ejemplo, casi nadie buscaría la solución más fácil en la aplicación de las células de SCd. Sin embargo, se han empleado en sistemas basados en el recuento de gotas, tabletas, etc., o en la indicación de la posición de la aguja de una balanza, que superan en sencillez a los sistemas mecánicos y tienen sobre ellos, entre otras, las ventajas de que la información «eléctrica» puede indicarse



Las fotorresistencias se emplean para el servicio automático y la señalización de ascensores

o utilizarse a cualquier distancia del lugar de medida, y de que en no pocos casos se consigue mayor precisión y posibilidades más amplias.

Existen ya interesantes aplicaciones de las células de sulfuro de cadmio en el campo de los sistemas de llamada en los hospitales, los hoteles, etcétera. El atractivo de estos sistemas consiste en que en el extremo de llamada basta apretar un botón para que en el extremo receptor se encienda una lámpara de señal, que continúa encendida después de soltar el botón gracias a una fotorresistencia situada a su lado y conectada en serie con ella. De este modo, el botón de llamada queda inmediatamente disponible; en el extremo receptor basta apretar un botón de cortocircuito para apagar la lámpara de señal. Pueden emplearse circuitos análogos en los ascensores. Por lo demás, las células de SCd tienen gran aplicación en este terreno; para indicar la posición del ascensor, para la apertura y cierre automáticos de las puertas y para el manejo automático.

Actualmente se ha despertado en todo el mundo un gran interés por los órganos electrónicos, que se ofrecen en gran variedad de formas, desde los de juguete hasta los que constituyen instrumentos complicados y costosos. También en esta rama de la electrónica pueden utilizarse fotorresistencias; por ejemplo, para intensificar o debilitar paulatinamente la intensidad sonora. En estas aplicaciones puede hacerse uso de la inercia de encendido de una lámpara, en combinación con la de la fotorresistencia.

Puede cerrarse este breve resumen mencionando un mercado en el que la electrónica gana terreno cada día: los juguetes. Las fotorresistencias encuentran aplicación en los terrenos eléctricos, por ejemplo, para la automatización de las señales, barreras, agujas de cambio, etc. Hay también en el comercio juegos para hacer experimentos con fotorresistencias que permiten construir sistemas cibernéticos sencillos. La industria de juguetes lanza al mercado réplicas de numerosos objetos «reales»; las aplicaciones de las fotorresistencias se prestan también a esta imitación. Gracias al bajo precio de algunos tipos de células de SCd y a la circunstancia de poder funcionar con tensiones muy bajas y, por tanto, inofensivas, este terreno ofrece posibilidades que merecen, sin duda, nuestra atención.

Fotometría

El ojo humano se acomoda automáticamente a niveles de luz muy diferentes. Una consecuencia de esta admirable facultad es que el hombre no puede, por sí mismo, evaluar satisfactoriamente las diferencias de intensidad luminosa. Por tanto, todo fotógrafo consciente efectúa esta operación valiéndose de un instrumento de medida.

Para la medida de la luz existen diversos dispositivos electrónicos, y entre ellos los que se basan en las células de sulfuro de cadmio ocupan ya un lugar destacado. Investigaciones recientes han hecho rentable la fabricación con tolerancias más estrictas, y puede decirse que es éste precisamente el sector más estudiado por el momento.

Conviene dividir el conjunto de posibles aplicaciones denominado «grupo 2» al comienzo de este artículo, en tres subgrupos:

a. medida «grosera» de niveles de luz, como en los interruptores de crepúsculo,
b. medida «más fina», por ejemplo, en las cámaras fotográficas automáticas, y
c. medida «exacta», para fines científicos.

Estos campos de aplicación imponen mayores requisitos en cuanto a tolerancias, estabilidad y comportamiento durante la vida útil, por lo cual conviene dar aquí una especificación de los tipos utilizables algo más detallada que la dada para los circuitos interruptores.

En el diseño de circuitos para medida de la luz mediante células de sulfuro de cadmio conviene tener en cuenta los puntos que se consideran a continuación.

En el circuito se incluirá generalmente un ele-

mento ajustable para compensar las diferencias entre células de un mismo tipo. En las células actuales esta tolerancia es del orden de 4 : 1 como

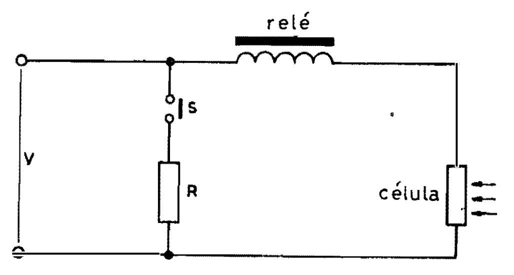


Fig. 5. Circuito cuya sensibilidad se regula con una variación pequeña de resistencia

máximo. Es decir, que la resistencia de la célula LDR-03 para 1000 lux, por ejemplo, puede variar entre 75 y 300 ohmios.

Para evitar fenómenos transitorios al cerrar el circuito, es conveniente, si se puede regular la sensibilidad del circuito de un modo semejante, que las variaciones de tensión o de resistencia en serie «vistas» por la célula sean lo menores posible. Esto puede lograrse con un circuito como el representado en la figura 5, en el que mediante una variación de impedancia de 1,75 : 1 puede

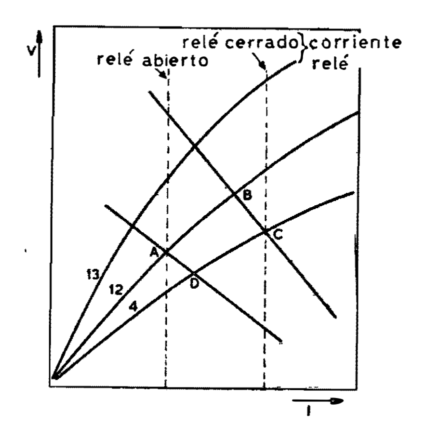


Fig.6. Influencia de la resistencia de carga

obtenerse una variación de sensibilidad de 6: 1. Este circuito tiene aún una segunda ventaja. Supóngase un relé que se cierra con 6 mA y se abre con 4 mA. En el gráfico de la figura 6 puede trazarse una línea de carga correspondiente a la resistencia de carga total, por ejemplo, 4000 ohmios y a la tensión de alimentación, por ejemplo, 40 voltios. Una célula de características medias cerrará el relé con 30 lux y lo abrirá con 7 lux, o sea una relación de 4 : 1 aproximadamente. Un estudio más profundo demuestra que si la resistencia de carga y la tensión de alimentación se mantienen constantes, la relación entre las intensidades de iluminación que producen la apertura y el cierre del relé es independiente de la sensibilidad de la célula. Esto es una evidente ventaja. Si se modifica la tensión de alimentación o la resistencia de carga con objeto de ajustar la sensibilidad del circuito a un nivel determinado, variará la citada relación de iluminaciones y asimismo la característica de trabajo. Trazando sobre estas características distintas líneas de carga para diversas resistencias se comprueba que la menor relación de iluminaciones de cierre/apertura se obtiene con la resistencia de carga más baja.

Puede lograrse una mayor adaptación de esta relación añadiendo en el circuito serie una resistencia R en paralelo (fig. 7); con el relé en reposo esta resistencia está desconectada, y es puesta en circuito por el mismo relé en el momento de ser excitado. También se obtienen buenos resultados con un sencillo circuito paralelo (fig. 8). Supóngase que el relé se cierra con una corriente I_C y se abre con una corriente I_O. En un circuito serie toda esta corriente circula por la célula ; los niveles de iluminación de cierre y apertura son, por tanto, aproximadamente proporcionales a I_C e I_O (relación $I_C : I_O$). En un circuito paralelo circula una corriente media bastante intensa que se divide

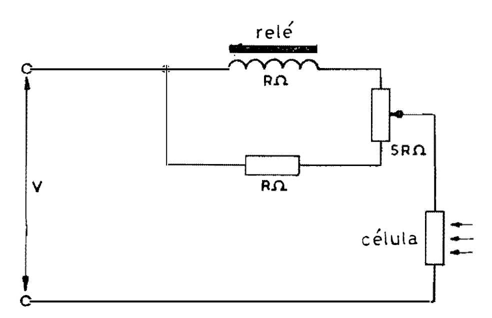


Fig. 7. Circuito con resistencia conectada en paralelo con el relé

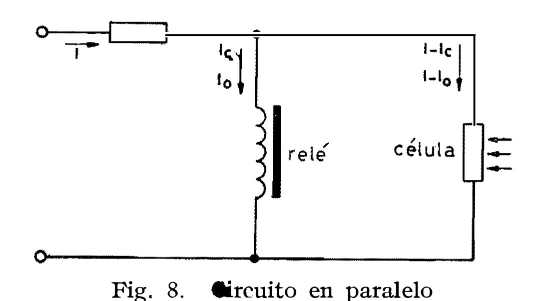


Fig. 8. Circuito en paralelo

entre el relé y la célula. Las corrientes que atraviesan la célula en los momentos de cierre y apertura del relé son $I - I_C$ e $I - I_O$, respectivamente; dimensionando convenientemente el circuito puede hacerse que la relación $(I - I_C)$: $(I - I_O)$ sea

mucho menor que $I_C : I_G$. Una desventaja de este circuito es que, con células que admitan la misma carga, la potencia disponible para el relé es menor que en el circuito serie.

Si el relé debe actuarse con arreglo a una intensidad de iluminación que va decreciendo lentamente, como para el control automático de un alumbrado interior o exterior, puede ocurrir que el relé vibre. Conviene entonces que el relé tenga otros dos contactos para poner fuera de circuito, en el momento de actuar, una resistencia conectada en paralelo con la bobina ; si con ello la corriente en la bobina aumenta en un 20 %, quedará asegurado un funcionamiento estable.

La medida «grosera» de niveles de luz por medio de células de sulfuro de cadmio ofrece pocas dificultades. Si los valores del circuito han sido bien calculados, la estabilidad y la duración de vida de las células es más que suficiente para las aplicaciones prácticas.

En principio, casi todas las células son utilizables para estas aplicaciones. El precio desempeña evidentemente, por consideraciones de rentabilidad, un papel importante. Por lo demás la elección se basará en las dimensiones, la tensión de alimentación que ha de aplicarse y el valor máximo de la corriente ; para aplicaciones profesionales habrá de considerarse también el factor seguridad. Una aplicación típica de estos circuitos son los interruptores de crepúsculo. Alojados en una pequeña caja que se coloca detrás de una ventana o en el exterior, estos interruptores encienden automáticamente el alumbrado del edificio (o de una tienda, un escaparate, una oficina, etc.), cuando el nivel de luz ambiente desciende por debajo de un límite determinado. Del mismo modo puede encenderse el alumbrado de las calles, el de los túneles de tráfico, los anuncios luminosos, etc. La ventaja del empleo de elementos fotosensibles es que las fuentes de luz se encienden o se apagan justamente cuando es necesario o deseable (así, por ejemplo, se encenderán también durante una niebla densa) y no con arreglo a un horario predeterminado. La combinación con relojes es ventajosa para apagar el alumbrado después de una hora determinada.

Otra posibilidad que ya se ha llevado a la práctica en gran escala con éxito consiste en el ajuste automático de la luminancia y el contraste de la imagen en los receptores de televisión. Los problemas técnicos que plantea esta aplicación pueden considerarse ya resueltos. El «ojo mágico» ha demostrado ser un interesante incentivo de venta para estos receptores y su costo resulta muy pequeño.

Una posible aplicación es la automatización del cambio de intensidad de los faros de los automóviles. Tal sistema permitiría eliminar la molesta y fatigosa maniobra del botón de luz de carretera en los viajes nocturnos por las vías de tráfico sin seto de separación, lo que indudablemente aumentaría la seguridad del tráfico. Una ampliación del sistema haría posible apartar el espejo retrovisor cuando los vehículos que marchan detrás llevan luces potentes. La solución consistiría en un circuito-puente con una fotorresistencia en la parte trasera del automóvil y otra en el interior como célula de referencia, y el problema se reduciría así a una aplicación de cierre y apertura. Muchos automovilistas prescinden del espejo retrovisor cuando conducen de noche ; a esto puede atribuirse ya un gran número de accidentes.

Volviendo a la electrónica, pueden mencionarse algunas otras aplicaciones que se relacionan directamente con la regularidad de la característica de impedancia de las células de sulfuro de cadmio para niveles de luz crecientes. Con ayuda de una fotorresistencia puede montarse un «potenciómetro libre de ruidos».

El principio es muy sencillo : dentro de una cápsula de paredes completamente opacas se montan una célula y una lamparita. Mediante un sencillo potenciómetro se hace variar la luminosidad de la lamparita y, en consecuencia, se induce en la célula una variación de resistencia que puede ser utilizada en un circuito divisor de tensión. De vez en cuando se dan a conocer sistemas de «control a distancia» por medio de un haz de luz y una fotorresistencia colocada en un divisor de tensión.

Mayor interés tiene una aplicación algo más especializada de este mismo principio potenciométrico para la estabilización de tensiones. Por ejemplo, si se conecta a la salida de un rectificador un circuito con una lamparita incandescente o de descarga de gas, el flujo luminoso de ésta constituye una medida del valor de la tensión de salida. Mediante una célula de SCd es posible convertir una variación de flujo luminoso en una variación de resistencia, que puede ser utilizada para compensar la variación de tensión. Para esta aplicación es deseable contar con células que posean características muy estables, y por el momento la elección no es fácil. Sin embargo, se han hecho ya notables progresos en este terreno y cabe esperar que también en el campo de la estabilización de tensión las células de sulfuro de cadmio desempeñarán un papel de importancia.

Las cifras de estabilidad y tolerancia de las células de sulfuro de cadmio son de gran interés para un nuevo y prometedor campo de aplicación: la medida «fina» e incluso «exacta» de niveles de luz. Por lo que a esto último respecta, no se han alcanzado todavía resultados que puedan ser llevados a la práctica en gran escala. No obstante, dada la tendencia de las investigaciones, dentro de algún tiempo podrán realizarse cir-

cuitos fotométricos a base de fotorresistencias con unas tolerancias del orden del 1 %.

Un campo de aplicación muy interesante para la fotometría «más fina» es el de la fotografía y la cinematografía, en las que desde hace poco tiempo la automatización gana terreno rápidamente. Hasta ahora las cámaras fotográficas y cinematográficas estaban equipadas, en general, con células de selenio (basadas en efectos fotovoltaicos), como las que se utilizan en casi todos los exposímetros. Estas células tienen el inconveniente de que las corrientes que generan son bastante débiles en la práctica y obligan, en consecuencia, a utilizar instrumentos de medida sensibles y delicados para obtener la información (desviación de una aguja indicadora, regulación de la abertura del diafragma).

Además, para conseguir una sensibilidad adecuada con niveles de luz bajos, es necesario emplear células de superficie bastante grande, lo que tropieza con dificultades, sobre todo en las cámaras automáticas y los aparatos cinematográficos de película estrecha. Una consecuencia de esto es que estas cámaras no pueden ser ajustadas a las películas de alta sensibilidad disponibles actualmente. Es evidente que este terreno ofrece posibilidades a las células de sulfuro de cadmio que, incluso con plaquitas fotosensibles de pequeña superficie, poseen una elevada sensibilidad (una característica de gran pendiente) y una capacidad de carga bastante grande. En varios tipos de células la parte recta de la característica se extiende hasta más abajo de 1 lux, y con una capacidad de carga de 0,1 vatio, una resistencia mínima de 100 ohmios aproximadamente y una tensión de 1,5 V, puede obtenerse todavía una corriente de algunos miliamperios. En contrapartida y como único inconveniente a primera

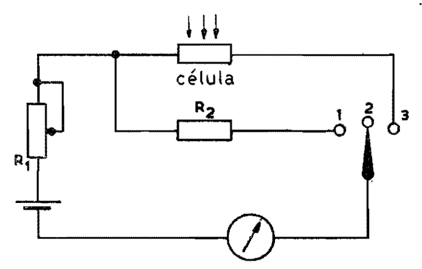


Fig. 9. Circuito de un exposímetro con conmutador

vista, se requiere una fuente de tensión cuya tensión en bornes sea bastante constante (que tenga una resistencia interna preferiblemente baja y bastante constante), o de lo contrario esté combinada con un circuito estabilizador.

Sin embargo, el efecto de desviación que presentan las células de sulfuro de cadmio, citado anteriormente, constituye una limitación. Las películas negro/blanco tienen, en general, un margen de exposición bastante grande (por lo menos los tipos de varias capas y de mayor sensibilidad), pero en las películas en colores un defecto o ex-

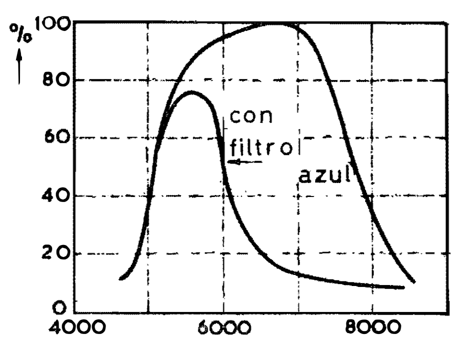


Fig. 10. Corrección de la sensibilidad espectral mediante un filtro azul

ceso de exposición del 100 % es muy perjudicial para la reproducción de los colores. Se considera admisible una desviación de cerca del 15 % como máximo, correspondiente a 1/4 de paso de 3 Din. Una célula no desarrollada especialmente para este propósito puede tener una desviación del orden del 30 % y, por consiguiente, sería inadecuada. Este problema ha sido objeto de intensa investigación en los laboratorios. Resulta posible fabricar fotorresistencias con una desviación del 10 % como promedio (15 % como máximo).

En la figura 9 se da el esquema de un exposímetro con una célula de sulfuro de cadmio. Los valores de los diversos elementos del circuito están determinados por la sensibilidad del aparato de medida; la fuente de tensión (por ejemplo, una batería de 1,5 V) y la característica de la célula se calculan de un modo sencillo. Puede conectarse la resistencia R_2 mediante el conmutador de tres posiciones, para calibrar el exposímetro con ayuda de R_1 (compensación del aumento de la R_1 de la batería con el transcurso del tiempo). El calibrado sería quizá innecesario si se emplease como fuente de tensión una pila de mercurio.

La gran sensibilidad para el rojo que caracteriza al sulfuro de cadmio puede ser corregida, si se desea, por medio de un filtro azul, con lo que la característica adquiere una forma como la que se representa en la figura 10.

Circuitos lógicos

Los circuitos capaces de reaccionar de modo independiente y persistente a determinadas influencias exteriores han dado lugar en la actualidad a un sinnúmero de «robots». En estrecha relación con ellos han sido desarrollados muchos circuitos lógicos, circuitos capaces de llevar un

mandato al resultado apetecido por caminos técnicos y matemáticos.

Los elementos principales de estos circuitos son válvulas electrónicas, semiconductores y relés, y dondequiera que aparezca la palabra «relé» puede estudiarse la posibilidad de aplicar células de SCd.

La aplicación más inmediata de las fotorresistencias en los circuitos lógicos se halla en el terreno de la señalización. Mediante fotorresistencias se puede leer la indicación de un contador, a condición de que ésta se haga por medio de luz, y reproducirla, si se desea, a gran distancia y/o en varios lugares simultáneamente. La conducción o no conducción de las válvulas relés, por ejemplo, va acompañada de fenómenos luminosos que pueden ser detectados por las fotorresistencias. Con fotorresistencias pequeñas, como las ORP 60, pueden leerse tarjetas perforadas. También se investiga la combinación con paneles electroluminiscentes. La ventaja de emplear «ojos» para la lectura es que el circuito lógico puede estar separado eléctricamente del circuito de indicación, evitándose así influencias mutuamente. La baja velocidad de reacción de las células de sulfuro de cadmio es a veces un inconveniente ; pero éste no es el caso en la lectura de los contadores, que mantienen una posición fija durante algún tiempo.

Las células de sulfuro de cadmio pueden también intervenir en los propios circuitos lógicos (para sustituir a los relés, con la ventaja de que se eliminan elementos mecánicos). La figura 11 muestra un ejemplo sencillo de tales circuitos.

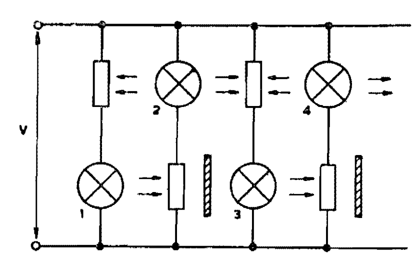


Fig. 11. Sencillo circuito lógico en el que se van encendiendo sucesivamente todas las lámparas

Si se enciende la lámpara 1 (por ejemplo, cortocircuitando momentáneamente la resistencia en serie), se encenderán sucesivamente las demás lámparas 2, 3, 4, etc., y permanecerán encendidas mientras no se desconecte la fuente de tensión. Una posibilidad de aplicación sencilla sería la de los anuncios luminosos, para dar la sensación de «estar escribiéndose».

El circuito de la figura 12 es algo más complicado. Si se enciende la primera lámpara, su luz excitará la fotorresistencia conectada en serie con la lámpara 2, que, por consiguiente, se encenderá. La luz de la lámpara 2 excitará la célula conectada en serie con la lámpara 3 (que se encenderá) y también la célula conectada en paralelo con la lámpara 1 (que se apagará). En principio, se obtiene de este modo un contador en anillo. Si, por ejemplo, se separan las tensiones de alimentación de las lámparas pares o impares, resulta un contador «paso por paso». Para poner en marcha el circuito, en lugar de cortocircuitar la resistencia R puede iluminarse una fotorresistencia conectada en su lugar.

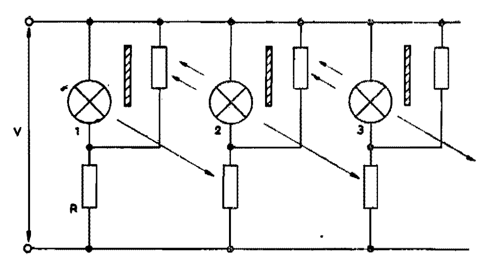


Fig. 12. Circuito lógico en el que las lámparas se encienden y apagan automáticamente

En la figura 13 se representa otro contador «paso por paso». El circuito se pone en marcha mediante S_2 y el salto de la indicación se efectúa accionando el conmutador S_1.

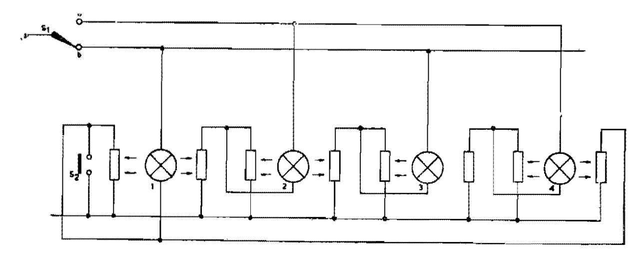


Fig. 13. Conmutador «paso a paso» con fotorresistencias

Si en lugar de lámparas incandescentes, cuya inercia es todavía mayor que la de las fotorresistencias, se utilizan lamparitas de descarga gaseosa, la velocidad de reacción del circuito estará determinada casi exclusivamente por las fotorresistencias. Los circuitos lógicos con células de sulfuro de cadmio se caracterizan por su sencillez, que los hace preferibles a muchos otros sistemas si no es necesaria una velocidad de reacción elevada. Como casos en los que no existe esta limitación pueden citarse, entre otros, el servicio de los ascensores, las máquinas lavadoras automáticas y las máquinas de calcular pequeñas que se emplean en las oficinas. Como en la mayoría de las aplicaciones de las células de sulfuro de cadmio, también aquí es importante elegir las características de las células en concordancia con las condiciones impuestas ; esto supone una selección entre los diversos tipos tomando como base los datos técnicos.

TRANSCEPTOR

PARA LA BANDA DE 27 Mc/s

Cada día son más utilizados los transceptores portátiles para establecer comunicación a cortas distancias. Gracias a los nuevos transistores, con frecuencias de corte elevada, la construcción de emisores-receptores para la banda de 27 Mc/s no presenta ninguna dificultad.

El transceptor que se describe en este artículo utiliza seis transistores, cinco en el receptor y uno en el transmisor, controlando tanto el oscilador local del receptor como el del transmisor con cristal de cuarzo.

La potencia de radiofrecuencia que entrega el transistor transmisor a la antena es de unos 30 mW, gracias a lo cual se pueden establecer comunicaciones a cortas distancias.

La alimentación del transceptor se hace a 12 voltios para conseguir más potencia de salida en radiofrecuencia con una misma corriente de colector.

La parte de baja frecuencia consta de dos transistores, un OC 74 en la etapa de salida trabajando en clase A y un OC 71 como excitador. Este amplificador de baja frecuencia se usa tanto para amplificar la señal detectada en recepción, como para amplificar el sonido que ha de modular el transmisor. El altavoz es utilizado para el receptor y mediante conmutación adecuada, como micrófono en posición de transmisión. El amplificador de baja frecuencia está diseñado para entregar al altavoz una potencia máxima de 80 mW.

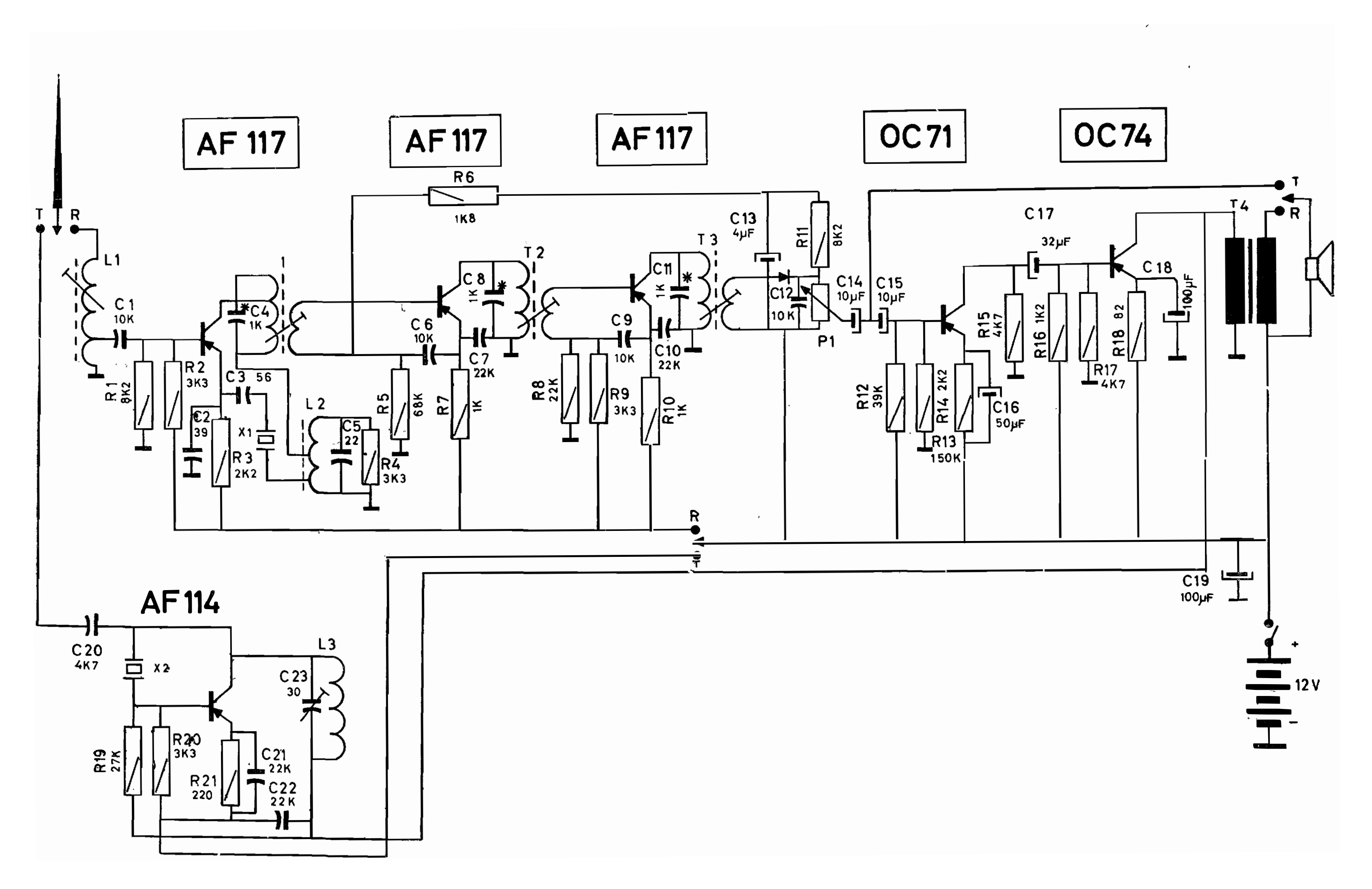
El amplificador de frecuencia intermedia consta de dos transistores AF117, acoplados por transformadores simple sintonizados. Los dos transistores trabajan con una corriente de colector de un miliamperio. El primero de ellos está controlado por el sistema clásico de C.A.G.

En el oscilador-mezclador se emplea un transistor AF117. La frecuencia del cristal del oscilador está por debajo de la del circuito de antena. En nuestro caso es de 26,67 Mc/s y la frecuencia del circuito de antena, y por tanto la del transmisor, es de 27,125 Mc/s, de forma que la frecuencia intermedia se ajustará a la diferencia de las dos, o sea, 455 Kc/s.

El transmisor consta de un transistor AF114 controlado por cristal de cuarzo a la frecuencia de 27,125 Mc/s. La corriente de colector con el circuito sintonizado en cortocircuito es de 4 mA aproximadamente y la caída de tensión en la resistencia de emisor es de 0,9 voltios.

La figura de la siguiente página muestra el esquema completo del transceptor.

NOTA — El transceptor que se describe en este artículo ha sido desarrollado por el Laboratorio de Aplicaciones de COPRESA-MINIWATT. A petición podemos remitirle amplia información técnica sobre el mismo. (Nota de la Redacción.)



Esquema del transceptor para 27 Mc/s. El valor del potenciómetro P 1 es de 10 K

LAS TÉCNICAS PLANAR Y EPITAXIAL EN LA FABRICACIÓN DE TRANSISTORES

Gracias al empleo de las técnicas planas y epitaxial en la fabricación de transistores, es posible obtener transistores con:

pequeña resistencia serie de colector
baja capacidad de colector
débil constante de tiempo de desaturación de colector
mejor linealidad de la ganancia de corriente
gran velocidad de conmutación
frecuencia de corte elevada
corrientes de fuga reducidas
construcción robusta

La técnica de los semiconductores ha evolucionado considerablemente durante estos últimos años. En este artículo examinaremos los desarrollos técnicos que han conducido a la realización de cierto número de nuevos tipos.

El objetivo perseguido en el curso de estos desarrollos era el mejoramiento de la estabilidad y de otras características eléctricas, entre las que cabe destacar especialmente la forma de la característica límite (tensión de codo) de los transistores y el valor de las corrientes de fuga.

Estabilidad

La estabilidad de las características de los transistores está determinada principalmente por la constancia de la composición del material semiconductor, principalmente en lo que concierne a las uniones *P-N*. Desde este punto de vista, no existe peligro de que aparezcan perturbaciones debidas a la construcción interna del transistor, dado que ninguna reacción química puede producirse en el seno del transistor entre los materiales *P* y *N* escogidos.

Las modificaciones que se manifiestan en las características de los transistores son debidas a alteraciones de la parte superficial de las uniones. La superficie del cristal se encuentra, en efecto, en contacto con la atmósfera ambiente y de ésta pueden ser absorbidos ciertos átomos extraños. Estos átomos pueden dar lugar a una recombinación de electrones y de huecos en la superficie, lo que tendrá evidentemente una influencia muy grande sobre el valor de las corrientes de emisor y de colector.

Para conseguir que el cristal sea insensible a las influencias exteriores, las partes activas del elemento semiconductor (uniones *PN*) deben estar completamente aisladas del medio ambiente.

La experiencia ha demostrado que la encapsulación hermética de los transistores no es suficiente, por sí sola, para que se cumpla esta condición. Esto puede comprenderse fácilmente si se comparan las dimensiones del elemento transistor propiamente dicho, con el espacio ocupado por la envoltura exterior o cápsula. Así puede explicarse, por ejemplo, que las variaciones de temperatura afecten a la composición (entre otros factores, el contenido en agua) y a la actividad del material de relleno, incluso en el caso de transistores en cápsulas herméticamente cerradas.

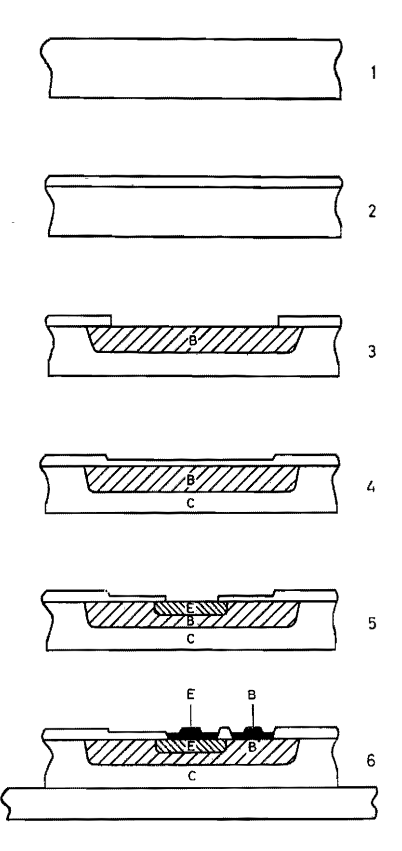
Se han elaborado varios métodos de principio para superar estos inconvenientes. El procedimiento que ha conducido a los mejores resultados consiste en proteger las uniones *P-N* por medio de un óxido: este procedimiento ha dado lugar a la denominada técnica PLANAR.

Técnica planar

Incluso en los métodos de fabricación modernos (transistores de aleación-difusa y mesa), una parte de la zona comprendida entre base y emisor se encuentra expuesta al aire libre. No ocurre así cuando se aplica la técnica planar, dado que la unión *P-N* está entonces constantemente protegida por una capa de óxido.

El principio de esta técnica de fabricación está representado en las figuras 1 a 6. Se toma un cristal de silicio, por ejemplo del tipo *N* (fig. 1). Mediante oxidación se forma sobre su superficie, una película de óxido de silicio (fig. 2). Por medio de una técnica de fotograbado, se practica a continuación una « ventana » en esta capa. Seguidamente, mediante difusión en una atmósfera que contiene un elemento trivalente, el silicio del tipo *N* se transforma localmente en silicio del tipo *P* : queda formada así la base.

Este elemento trivalente no puede difundirse a través de la capa de óxido, pero se difunde fácilmente a través de la ventana, lo que permite efectuar uniones base-colector de dimensiones bien determinadas (la introducción, por difusión, de una zona de base de dimensiones predeterminadas y sin que tenga una gran concentración superficial, ha sido posible gracias a un proceso de difusión especial en atmósfera cerrada). Como muestra la figura 3, la unión colector-base obtenida con la ayuda de este proceso, está completa y constantemente protegida por el óxido.



Figs. 1 a 6. — Transistor planar

Después, se forma una nueva capa de óxido sobre la base (fig. 4). Como antes, se practica sobre ésta una nueva ventana, a través de la cual, gracias a la difusión de un elemento pentavalente, se introducen a continuación electrones libres en el cristal. Las dimensiones del emisor así obtenido pueden ser determinadas de antemano con gran exactitud. En el transcurso de esta difusión, la capa de óxido adquiere su estructura definitiva.

Por último, se elimina el óxido de ciertas partes de las capas y después se aplica el metal por medio del cual se efectúan las conexiones a los terminales.

El conjunto del transistor se monta directamente sobre un soporte metálico, lo que asegura una construcción robusta y al mismo tiempo una máxima disipación del calor.

La construcción planar (protección de las uniones por medio de un recubrimiento de óxido) presenta, pues, la ventaja de una mayor seguridad y de una vida útil más larga, con características constantes.

En segundo lugar, las uniones eficazmente protegidas proporcionan una mejor linealidad de la ganancia de corriente.

Transistores de alta frecuencia

Es sabido que se consiguen resultados óptimos al combinar varios procedimientos de fabricación, cada uno de los cuales tiene sus ventajas y características propias, después de haber experimentado una serie de perfeccionamientos.

En el campo de la fabricación de semiconductores, es la concatenación de un gran número de datos proporcionados por los servicios de investigación y de aplicaciones, y el fruto de experiencias muy diversas, lo que ha conducido a resultados sumamente interesantes.

En los primeros tipos de transistores, fabricados en series más o menos importantes, las uniones *P-N* se obtenían a partir de un monocristal al que se añadían impurezas en cantidad predeterminada. Poco después fue introducido el proceso de aleación, que consiste en fundir una partícula de un material aceptor (generalmente indio) a cada lado de una plaquita de germanio *N*, por ejemplo (fig. 7). En esta clase de transistores, el espesor de la base está determinado por la difusión del material aceptor a cada lado del cristal que forma la base.

La técnica de aleación, que presenta varias ventajas prácticas, es empleada para la fabricación de un gran número de tipos de transistores MINIWATT.

Sin embargo, la frecuencia límite o frecuencia de corte que se obtiene con estos transistores varía entre 10 y 20 Mc/s. Para frecuencias superiores es necesario recurrir a otros métodos de fabricación.

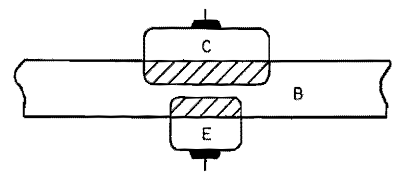


Fig. 7. Transistor de aleación

En el transistor de unión hay varios factores que desempeñan un papel limitativo, en especial las tolerancias del espesor de la plaquita de base en la que se produce la difusión y también la resistencia de la base.

Desde que se inició la fabricación de transistores, se ha procurado constantemente mejorar su comportamiento a frecuencias elevadas. Para ello es necesario efectuar las uniones *P-N* empleando algún método que permita dar a la base un espesor inferior al que puede obtenerse prácticamente en los transistores de aleación.

Transistores de aleación difusa

El proceso de difusión, que consiste en dejar difundir un material dado, ha abierto un camino en este sentido. La difusión es un proceso relativamente lento y permite obtener capas delgadas de características idénticas si se selecciona correctamente la temperatura y el tiempo de difusión.

Combinando las técnicas de aleación y difusión, se obtienen varias propiedades muy interesantes. Los átomos de la impureza son introducidos por

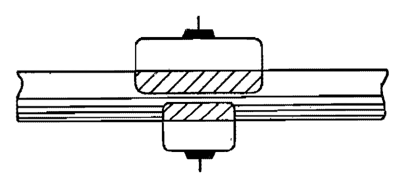


Fig. 8. Transistor «drift»

difusión en una sola cara de la plaquita de base. Como consecuencia se obtiene una concentración que varía exponencialmente (efecto « drift », figura 8). Debido a esto la resistencia de base es pequeña, así como la capacidad de colector, ya que la capa de carga de espacio que se comporta a modo de dieléctrico para esta capacidad en las proximidades del colector tiene un espesor relativamente importante. La frecuencia de corte de los transistores de este tipo varía entre 200 y 300 Mc/s.

La experiencia ha demostrado que es posible aumentar aún esta frecuencia de corte (de 500 a 1000 Mc/s) modificando el proceso de fabricación del transistor.

Se toma, por ejemplo, un germanio débilmente « *P* » (el colector). Sobre una cara de este cristal de germanio se aplica una plaquita emisor (con material aceptor y material donador) y una plaquita base (con material donador únicamente). En esta particularidad reside la diferencia esencial con el transistor de unión.

A continuación se calienta el conjunto, con lo que se desarrolla un proceso de aleación. Pero prosiguiendo el calentamiento, se difunde el material donador de la plaquita emisora y de la plaquita base. Este material donador tiene una velocidad de difusión grande en comparación con la del material aceptor. La difusión del material aceptor queda limitada a las inmediaciones de la plaquita emisor, donde se forma una zona de tipo *P* (fig. 9). Este proceso está resumido

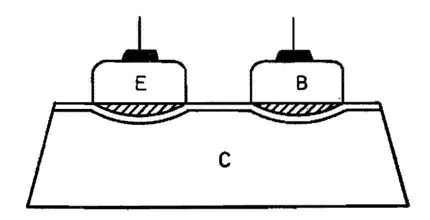


Fig. 9. Transistor de aleación difusa

en el nombre que se da en inglés a este tipo de transistor : *post alloy diffused transistor*. Dado que el proceso de difusión produce aquí también una región de la base en la que la concentración varía exponencialmente, se encuentran en principio las mismas ventajas que las obtenidas con el transistor « drift » indicadas anteriormente.

La construcción interna así modificada permite, sin embargo, tolerancias más pequeñas en lo que concierne a las dimensiones del emisor y el espesor de la base. Una consecuencia inmediata es el aumento de la frecuencia de corte.

En la práctica, la parte no útil del colector se elimina mediante ataque químico, lo que da lugar a la forma « mesa ». Sin embargo, la denominación de transistor « mesa » se reserva a una ejecución especial a la que se aplica primero el proceso de difusión (fig. 10).

Se difunde primero un material aceptor en la superficie de una plaquita de germanio *P* : esto da lugar a una zona de base con concentración no homogénea. Mediante vaporización en vacío, sobre esta capa superficial, se forma un electrodo de emisor y un electrodo de contacto en la base. La zona de emisor se obtiene por aleación.

En otro proceso se aplica también la técnica

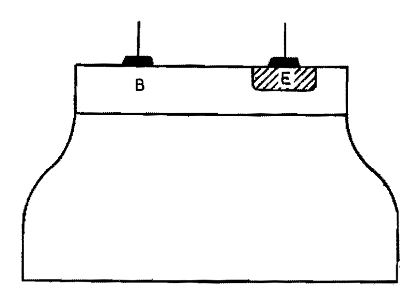


Fig. 10. Transistor mesa

de difusión (transistor mesa con doble difusión) para la unión emisor-base. Por una parte, la frecuencia de corte de los transistores mesa aumenta gracias a la capa de base sumamente delgada que puede obtenerse mediante el procedimiento mencionado y, por otra, también gracias a la posibilidad de obtener superficies de base y de emisor muy reducidas y de características predeterminadas.

La técnica epitaxial

El colector de un transistor mesa posee una concentración relativamente baja de átomos de impureza ; como consecuencia su resistividad es bastante elevada.

Esto es útil si se desea obtener una elevada tensión admisible entre colector y emisor para una capacidad de colector mínima. La resistividad elevada implica, sin embargo, un nivel de saturación igualmente elevado.

Un elevado nivel de saturación constituye un inconveniente en numerosas aplicaciones, especialmente para los transistores de conmutación.

El desarrollo epitaxial del cristal semiconductor permite superar el inconveniente citado. En la técnica epitaxial, se deja desarrollar una capa sobre el cristal. La plaquita de material semiconductor y la capa que se deposita de este modo forman un solo cristal, pero pueden ser contaminados por átomos de impureza en concentraciones diferentes.

Por medio de un proceso de fabricación progresivo, pueden determinarse con gran precisión las dimensiones eléctricas y físicas de la capa, independientemente de la composición y propiedades de la plaquita semiconductora inicial.

El resultado obtenido se representa en la figura 11. El colector, que se comporta como soporte de la estructura del transistor, tiene una baja resistividad. Por el contrario, la resistividad de la capa epitaxial es de 200 a 2000 veces mayor. Es en esta capa donde se difunden la base y el emisor. De ello resulta una baja resistencia total de recorrido de colector y, por consiguiente, también una baja tensión de saturación (por consiguiente, una tensión de codo reducida y muy bien delimitada) y una baja constante de tiempo de saturación del colector.

La resistencia elevada de la capa epitaxial permite obtener, sin embargo, una elevada tensión de ruptura de colector.

A causa de la pequeña resistencia del colector, la resistencia serie total es igualmente pequeña. La ganancia a frecuencias elevadas, incluso con grandes intensidades, es evidentemente mayor para los transistores epitaxiales que para los otros tipos de transistores.

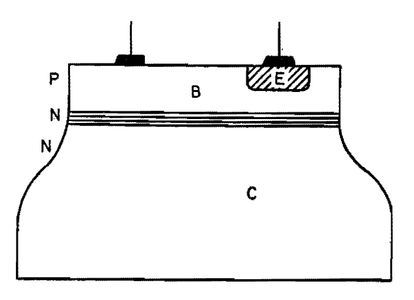


Fig. 11. Transistor epitaxial

Por otra parte, se aprovecha aquí la posibilidad de llevar a cabo la fabricación siguiendo normas muy precisas y rigurosas. Eso se traduce en la obtención de propiedades muy importantes, tales como una estructura de alta seguridad, excelentes características y una construcción notablemente robusta.

Un ejemplo práctico de los resultados obtenidos mediante la combinación de conceptos y técnicas antiguas y nuevas, lo proporcionan los nuevos transistores planar-epitaxiales de silicio (*BSY* 38/39).

Señalamos particularmente el factor de amplificación de corriente : para el *BSY* 38, h_{fe} = mín. 30 y máx. 60 ; para el *BSY* 39, h_{fe} = mín. 40 y máx. 120 (I_c = 10 mA ; V_{CE} = 0,35 *V*). Los transistores corrientes de tipos más o menos comparables, tienen una ganancia de corriente del orden de 20 a 30.

INDICE DEL VOLUMEN 2

Componentes-Materiales

	Núm.	Pág.
El tubo de rayos catódicos	1	27
Resistores	3	5
Fotomultiplicadores	4	19
EM 87, válvula indicadora de tensión	4	25
Rectificadores controlados de silicio	5	3
Transistor AC 127	5	19
Transistor AC 132	5	21
Células de sulfuro de cadmio	6	15

Amplificación

Amplificación de audio con transistores complementarios	2	3
Amplificador de 12 vatios	2	29
Amplificador megafónico de 40 vatios, con transistores	3	11
Amplificador transistorizado de alta calidad	5	15

Televisión

Medidas en el circuito de desviación horizontal de un receptor de televisión	1	3
Sencillo receptor de televisión	1	15
Transistores en los receptores de televisión	3	3
Nuevo receptor de televisión	4	15

Emisión

Emisor radiotelefónico para la banda de 144 a 146 Mc/s	1	7
Emisor transistorizado de 4 W para 8,315 Mc/s	6	3
Transceptor para la banda de 27 Mc/s	6	25

Laboratorio-Taller

Sencillo oscilador de audiofrecuencia	2	9
Polímetros universales con diodos de cristal y transistores	4	3
Osciloscopio-voltímetro	5	23

Varios

Aplicaciones de los diodos Zener	1	21
Supresión de chispas y protección de contactos	2	13
Aplicaciones del tubo disparador de cátodo frío Z70 U en circuitos de medida	2	19
Convertidores de c.c. con transistores	4	7
Cambiador automático de diapositivas	4	29
Las técnicas planar y epitaxial en la fabricación de transistores	6	27

Suplemento

Historia y tendencias de los montajes electrónicos	3	—

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***